

519,797

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004 年11 月18 日 (18.11.2004)

PCT

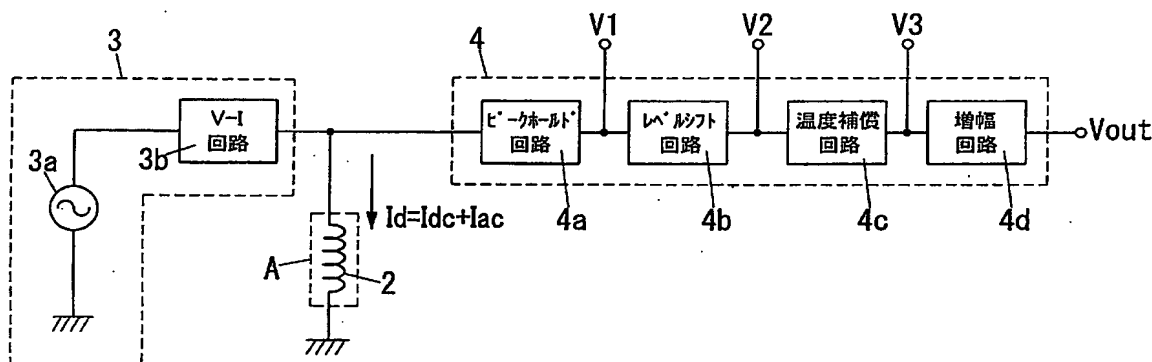
(10) 国際公開番号
WO 2004/099727 A1

- (51) 国際特許分類: G01D 5/20
(21) 国際出願番号: PCT/JP2004/005830
(22) 国際出願日: 2004 年4 月22 日 (22.04.2004)
(25) 国際出願の言語: 日本語
(26) 国際公開の言語: 日本語
(30) 優先権データ: 特願2003-117600 2003 年4 月22 日 (22.04.2003) JP
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電工株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC WORKS, LTD.) [JP/JP]; 〒5718686 大阪府門真市大字門真1048番地 Osaka (JP).
(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 丹羽 正久 (NIWA, Masahisa) [JP/JP]; 〒5718686 大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内 Osaka (JP).
(74) 代理人: 西川 恵清, 外 (NISHIKAWA, Yoshiakiyo et al.); 〒5300001 大阪府大阪市北区梅田1丁目12番17号 梅田第一生命ビル5階 北斗特許事務所 Osaka (JP).
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: DISPLACEMENT-DETECTING DEVICE

(54) 発明の名称: 変位検出装置



- 3b...V-I CIRCUIT
4a...PEAK HOLD CIRCUIT
4b...LEVEL SHIFT CIRCUIT
4c...TEMPERATURE COMPENSATION CIRCUIT
4d...AMPLIFICATION CIRCUIT

(57) Abstract: A displacement-detecting device capable of compensating a change in an impedance temperature coefficient of a coil relative a displacement of a core. The displacement-detecting device includes constant current-supplying means for outputting a constant current including alternating current, a coil portion to which the constant current is supplied, a magnetic body core held so as to be movable relative to the coil portion in a predetermined movable range, a signal-processing circuit for obtaining, with the constant current being supplied to the coil portion, a displacement of the core relative to the coil portion based on a change in an output voltage from the coil portion, characteristic value-extracting means for extracting a characteristic value (V1) from the output voltage from the coil portion, and a level shift circuit for adding a level shift voltage (Vsh) to the characteristic value. A temperature coefficient fluctuation width, in the movable range of the core, of the sum (V2) of the characteristic value (V1) and the level shift voltage (Vsh) is smaller than a temperature coefficient fluctuation width, in the movable range, of the characteristic value (V1).

[続葉有]

WO 2004/099727 A1



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

— 請求の範囲の補正の期限前の公開であり、補正書受領の際には再公開される。

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約: コアの変位に対するコイルのインピーダンスの温度係数の変化を補償できる変位検出装置を提供する。この変位検出装置は、交流電流を含む定電流を出力する定電流供給手段と、定電流が供給されるコイル部と、所定の可動範囲内においてコイル部に対して可動に保持される磁性体コアと、定電流のコイル部への供給下、コイル部の出力電圧の変化に基づいてコイル部に対するコアの変位を求める信号処理回路と、コイル部の出力電圧から特徴値 (V1) を抽出する特徴値抽出手段と、特徴値にレベルシフト電圧 (Vsh) を加えるレベルシフト回路を含み、特徴値 (V1) とレベルシフト電圧 (Vsh) の和 (V2) のコアの可動範囲における温度係数変動幅が、特徴値 (V1) の前記可動範囲における温度係数変動幅より小さい。

明細書

変位検出装置

技術分野

本発明は、移動体の変位を検出する非接触式の変位検出装置に関するものである。

背景技術

従来、コイル部へのコアの挿入によって生じるコイル部のインピーダンス変化を検出し、コイル部に対するコアの位置変位を示す信号を提供する変位検出装置が提案されている。

この種の変位検出装置は、米国特許第5003258号、米国特許第4864232号、米国特許第5898300号に記載されているものがある。例えば、図43に示すように、米国特許第5003258号に記載されている位置検出装置は、コア1の磁性体21によるインピーダンスZ（インダクタンス成分）の温度変化と非磁性体22によるインピーダンスZ（渦電流成分）の温度変化とを相殺するようにコイル部2が作製されている。すなわち、コイル部のインピーダンスZの温度係数がコア1の変位に依存するという問題点に対して、コイル部及びその周辺の構造を改良することにより、インピーダンスZの温度係数の変位依存性を小さくしている。しかしながら、部品点数が多くなるとともに、部品間の位置決めが困難になる。また、コイル部の設計自由度が小さく、コストアップと汎用性に乏しいという問題もある。

また、別の従来例として、日本公開特許公報2000-186903号公報は高周波磁気式の無接触式ポジションセンサを開示している。このポジションセンサは、図44に示すように、被検出体に連動回転する回転シャフト201と、回転シャフト201と連結片202cで連結されて回転シャフト201を中心とする円周上を回転シャフト201の回転に連動して移動する円弧状の可動金属体202と、円周上に固定配置され、移動する可動金属体202の腕体202a、202bが夫々の中心透孔に出入りして磁路に対する占有量が可変自在となるように中心軸を円弧状に湾曲させた2つのセンサコイル203（203a、203b）を駆動励起して高周波数の変調磁界を発生させ、腕体20

2 a, 202 bのセンサコイル203 a, 203 bに対する出入りに応じて生じる磁気的変化を検出するセンサ回路204と、センサコイル203 a, 203 bに流れるコイル電流を検出するための抵抗器205 a, 205 bとから構成されている。このセンサによれば、可動金属体202の腕体202 a, 202 bを2つのセンサコイル203 a, 203 bに相補的に貫入させ、センサコイル203 a, 203 bの各インピーダンスの変化をセンサ回路204で検出するので、精密位置決めが不要であるというメリットがある。

しかしながら、センサコイル203 a, 203 bに可動金属体202の腕体202 a, 202 bが貫入していない角度状態では、センサコイル203 a, 203 bのコイルインピーダンスはコイル巻線のインピーダンスだけであってその温特（温度係数）の要素もコイル巻線のみとなり、センサコイル203 a, 203 bに腕体202 a, 202 bが貫入している角度状態では、センサコイル203 a, 203 bのコイルインピーダンスは、コイル巻線のインピーダンスに加えて腕体202 a, 202 bの貫入によるコイルインピーダンスの増加分（インダクタンスの増加分、渦電流損、ヒステリシス損など）がある。したがってその温度係数はインピーダンス増加分の各要因別に異なった温度係数の合計となるので、必然的にセンサコイル203 a, 203 bに腕体202 a, 202 bが貫入していない角度状態時の温度係数とは異なる。これは、貫入量（角度）によって温度係数が変わることを意味する。したがって、センサ回路204の補正回路210でデジタルトリミングし温度補正を行うにしても、角度によってその増幅率を変えろという厄介な補正をしない限り正確な出力をECUに出力できないという点で依然として改善の予知がある。

発明の開示

そこで、本発明は上記事由に鑑みてなされたものであり、その目的はコアの変位に対するコイル部のインピーダンスの温度係数変化を補償して検出精度を改善できる変位検出装置を提供することにある。

すなわち、本発明の変位検出装置は、交流電流を含む定電流を出力する定電流供給手段と、定電流が供給されるコイル部と、所定の可動範囲内においてコイル部に対して可動に保持される磁性体コアと、定電流のコイル部への供給下、

コイル部の出力電圧の変化に基づいてコイル部に対するコアの変位を求める信号処理回路を含み、定電流供給手段は交流電流に直流電流を重畳した定電流をコイル部に供給し、交流電圧成分 (V_{ac}) と直流電圧成分 (V_{dc}) の和でなるコイル部の出力電圧のピーク値 (V_1) の前記可動範囲における温度係数変動幅が、交流電圧成分 (V_{ac}) の前記可動範囲における温度係数変動幅より小さいことを特徴とする。

本発明によれば、コイル部の設計自由度を高めることができるとともに、コイル部のインピーダンスの温度係数の変位依存性を回路上の定数を設定することで容易に低減でき、結果的にコアの変位に対するコイル部のインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できる。

具体的には、上記の変位検出装置において、定電流の直流電流と交流電流の割合と、コイル部のインピーダンスの交流成分と直流成分の割合と、定電流の直流電流と交流電流の割合の温度特性と、コイル部のインピーダンスの交流成分と直流成分の割合の温度特性の少なくとも1つを、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定することが好ましい。

また、上記の変位検出装置の好ましい実施形態として、コイル部は所定の曲率を有する湾曲コイルを含み、コアは湾曲コイルと同じ曲率を有するとともに、回転軸の周りに回動可能であり、回転軸周りのコアの回動によりコアのコイル内への挿入量が増減する。これにより、コイルのインピーダンスの変化を大きくできる。また、この場合、コイル部の出力電圧の直流電圧成分の温度係数は、湾曲コイル内へのコアの挿入量が最小の場合のコイル部の出力電圧の交流電圧成分の温度係数より、湾曲コイル内へのコアの挿入量が最大の場合のコイル部の出力電圧の交流電圧成分の温度係数に近いことが好ましい。コイル部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅を小さくできる。

上記の変位検出装置の好ましい実施形態において、定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、前記電圧の直流電圧と交流電圧の割合は、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。尚、発振回路が出力する交流電圧は三角波であることが好ましい。

また、上記の変位検出装置の別の好ましい実施形態において、定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、発信回路は直流電圧の値を決定する抵抗を有し、前記抵抗の値の温度係数は、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

上記の変位検出装置のさらなる好ましい実施形態において、定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、交流電圧の周波数の温度特性は、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

この場合は、定電流回路が LC 等で構成されて回路上の定数設定を行い難い場合でも、交流電圧の発振周波数を決定するための抵抗やコンデンサが外付けになっていれば、これらの抵抗やコンデンサの温度係数を選択することによって、コイル部のインピーダンスの交流成分の温度特性を設定することができる。

上記の変位検出装置のさらに別の好ましい実施形態において、定電流供給手段は、直流定電流回路と交流定電流回路を含み、直流定電流回路の提供する直流電流値の温度特性と、交流定電流回路の提供する交流電流の周波数の温度特性と、交流定電流回路の提供する交流電流の振幅の温度特性の少なくとも一つは、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。尚、交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であることが好ましい。

さらに、上記の変位検出装置の好ましい実施形態において、コイル部は、コイルと、コイルに直列接続に接続され、コアの変位にインピーダンスが変化しない回路素子を含み、回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数のうち少なくとも一つは、ピーク値 (V_1) の温度係数変動幅が交流電圧成分 (V_{ac}) の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

上記の変位検出装置の好ましい実施形態において、上記回路素子は、抵抗およびインダクタのいずれか一方である。コイル部の直流抵抗と交流インピーダンスの制御を安価に行える。

上記の変位検出装置の好ましい実施形態において、定電流供給手段は、直流電流の大きさ、交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、前記抵抗の値は、デジタルトリミング手段によってピーク値（ V_1 ）の温度係数変動幅が交流電圧成分（ V_{ac} ）の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

上記の変位検出装置において、信号処理回路は、整流回路と、整流回路の出力をピークホールドする回路とを含むことが好ましい。

上記の変位検出装置において、上記信号処理回路はコイル部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、増幅器の出力に基づいてコイル部に対するコアの位置情報を示す変位信号を出力することが好ましい。増幅器の出力は温度補償済の変位だけに依存する信号であり、この出力を処理することで温度補償済みの変位信号を得ることができる。

本発明の別の目的は、上記と同じ目的を達成するための別の構成でなる変位検出装置を提供するものであり、上記した変位検出装置が交流電流に直流電流を重畳した定電流をコイル部に供給するのに対し、本変位検出装置は、コイル部の出力電圧から抽出した特徴値（ V_1 ）にレベルシフト電圧（ V_{sh} ）を加える点で異なる。

すなわち、本発明の変位検出装置は、交流電流を含む定電流を出力する定電流供給手段と、定電流が供給されるコイル部と、所定の可動範囲内においてコイル部に対して可動に保持される磁性体コアと、定電流のコイル部への供給下、コイル部の出力電圧の変化に基づいてコイル部に対するコアの変位を求める信号処理回路に加えて、コイル部の出力電圧から特徴値（ V_1 ）を抽出する特徴値抽出手段と、特徴値にレベルシフト電圧（ V_{sh} ）を加えるレベルシフト回路を含み、特徴値（ V_1 ）とレベルシフト電圧（ V_{sh} ）の和（ V_2 ）の前記可動範囲における温度係数変動幅が特徴値（ V_1 ）の前記可動範囲における温度係数変動幅より小さいことを特徴とする。

本発明によれば、消費電流が温度特性の調整のために変化してしまうという不具合の発生を回避することができ、且つ巻線材料の直流抵抗の温度係数に依存しないで調整を行うことができるので、コアの変位に対するコイル部のインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるという効果がある。換

言すれば、レベルシフト回路によって比較的小さなレベルシフト値を特徴値に加算することによって本発明の目的を達成できるので、消費電流に制約がある場合に特に有効であり、上記した交流電流に直流電流を重畳した定電流をコイル部に供給するための定電流供給手段を採用する変位検出装置と比較しても、

5 さらなる効果を提供できるものである。

上記の変位検出装置において、上記レベルシフト電圧の大きさと温度係数の少なくとも一方を調整する手段を含むことが好ましい。製造ロットに起因する温度特性のばらつきを調整して、より高精度に温度特性の調整を行える。尚、レベルシフト回路によってレベルシフト電圧の所定のデジタル量の大きさを調整してもよい。

10

上記の変位検出装置において、信号処理回路は、特徴値抽出手段としてのピークホールド回路と、ピークホールド回路とレベルシフト回路との間に配置され、特徴値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、レベルシフト回路の出力に対して温度補償を実行する温度補償回路とを含むことが好ましい。キャリアブレーション（較正）を簡単、正確に行うことができる。

15

上記の変位検出装置において、上記特徴値はコイル部の出力電圧のピーク値、コイル部の出力電圧のボトム値、およびコイル部の出力電圧の振幅に比例する値のいずれかであることが好ましい。

上記の変位検出装置の各々において、コイル部は、所定の曲率を有する湾曲コイルを有し、湾曲コイルはその曲率変化を矯正する手段を有するハウジングに固定されることが好ましい。湾曲コイルの曲率変化を矯正、防止することができる。

20

上記した変位検出装置の各々の好ましい実施形態として、コアは、同じ曲率を有するとともに、単一の回転軸の周りに回動可能に保持される複数の湾曲コアであり、コイル部は、前記湾曲コアと同じ曲率を有し、前記回転軸の軸方向に互いから離して配置される複数のコイルを含み、前記回転軸周りの各コアの回動によって各コアのコイル内への挿入量が増加する。湾曲コイルの巻線の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができ、したがってコイル部のインピーダンスの直線性が良好な回転角度の範囲が広がるという

25

効果がある。さらに、2つのコイルの仕様を同じにできるので、2つのコイルの特性を同一にでき、巻線加工、コスト面で利点がある。

上記の変位検出装置の各々の別の好ましい実施形態において、コイルは、異なる曲率を有し、互いに略並行に湾曲するように配置される一対の内側コイルと外側コイルであり、コアは、前記内側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに回転軸周りに回動可能に保持される第1コアと、外側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに前記回転軸周りに回動可能に保持される第2コアを有し、しかるに、前記回転軸周りの第1コアの回動によって第1コアの内側コイル内への挿入量が増加し、前記回転軸周りの第2コアの回動によって第2コアの外側コイル内への挿入量が増加する。湾曲コイルの巻線の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができ、したがってコイルのインピーダンスの直線性が良好な回転角度の範囲が広がるという効果がある。さらに、薄型化が可能となる。

上記の変位検出装置の各々のさらなる好ましい実施形態において、信号処理回路は、コイル部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを有する信号補正回路を含む。変位検出装置の出力を受けてこれを処理するシステム（ECU）がデジタル回路である場合、変位検出装置の出力がアナログ信号であると余計なA/D変換、D/A変換を繰り返すことによって誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、変位検出装置の出力はデジタル出力であるのでこのような問題は発生しない。また、アナログ出力に比べて信号伝達の際に外部ノイズの影響を受けにくいという長所がある。

本発明のさらなる特徴およびそれがもたらす効果は、以下に述べる発明を実施するための最良の形態からより明確に理解されるだろう。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の第1実施形態にかかる変位検出装置の回路図である。

図2は、同変位検出装置の上面図である。

図3は、図2のA-A'線における変位検出装置の断面図である。

図4は、図3の部分拡大図である。

図5は、同変位検出装置のコイルの出力電圧の波形図である。

図6は、同変位検出装置のコアの回転角度とコイルのインピーダンスの関係を
示す図である。

5 図7は、同変位検出装置のコアの回転角度とコイルの出力電圧の関係を示す図
である。

図8は、同変位検出装置のコアの回転角度とコイルの出力電圧の温度係数の関
係を示す図である。

図9は、同変位検出装置のコアの回転角度とコイルのピーク電圧の温度係数の
関係を示す図である。

10 図10は、同変位検出装置の定電流回路と信号処理回路の一例を示す回路図で
ある。

図11は、同変位検出装置の発振回路の一例を示す回路図である。

図12は、同変位検出装置の電圧－電流変換回路の一例を示す回路図である。

図13は、同変位検出装置の定電流回路の他例を示す回路図である。

15 図14は、同変位検出装置の回路構成の他例を示す図である。

図15は、コアの回転角度とコイルの出力電圧の温度係数の関係を示す参考図
である。

図16は、本発明の第2実施形態のコイルの等価回路を示す図である。

図17は、表皮効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

20 図18は、近接効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

図19は、本発明の第1実施形態の変位検出装置の回路図である。

図20は、本発明の第3実施形態にかかる変位検出装置の回路図である。

図21は、同変位検出装置の上面図である。

25 図22は、同変位検出装置のコアの回転角度とコイルの交流インピーダンスの
温度係数の関係を示す図である。

図23は、図19の変位検出装置におけるコアの回転角度とコイルの出力電圧
の温度係数の関係を示す図である。

図24は、図20の変位検出装置におけるコアの回転角度とピークホールド回
路の出力信号の温度係数の関係を示す図である。

30 図25は、図20の変位検出装置におけるコアの回転角度とピークホールド回

路の出力信号の温度係数の関係を示す図である。

図26は、同変位検出装置の他例を示す回路図である。

図27は、本発明の第4実施形態にかかる変位検出装置の回路図である。

図28は、本発明の第5実施形態のコアに使用される磁性材料の特性を示す図である。

図29A~29Eは、各周波数における磁性材料の角度スパンとコイルの交流インピーダンスの直進性の関係を示す図である。

図30A~30Dは、コアの端部形状を示す図である。

図31は、直線ストローク型の変位検出装置の断面図である。

図32A~図32Eは、エッジを除去したコアの端部を示す図である。

図33は、両端部に保持・固定用部材を設けたコイルの平面図である。

図34は、本発明の第6実施形態にかかる2つのコイル部を備える変位検出装置の上面図である。

図35は、図34の変位検出装置の部分断面図である。

図36は、本発明の第6実施形態にかかる2つのコイル部を備える別の変位検出装置の上面図である。

図37は、図36の変位検出装置の部分断面図である。

図38A および図38B は、本発明の第7実施形態における変位信号を示す図である。

図39A および図39B は、本発明の第7実施形態における別の変位信号を示す図である。

図40A および図40B は、本発明の第7実施形態における更に別の変位信号を示す図である。

図41は、本発明の第8実施形態にかかる変位検出装置の断面図である。

図42は、図41の変位検出装置の回路図である。

図43は、従来の変位検出装置の断面図である。

図44は、従来の他の変位検出装置を示す概略図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、添付図面を参照しながら、好ましい実施形態に基づいて本発明の変位検出装置を詳細に説明する。

(第1実施形態)

図1～図4に示すように、本実施形態の変位検出装置は、断面コの字型で内
5 側にコーティング11を施され、一定の曲率で湾曲する湾曲ボビン10に巻回
されたコイル2と、湾曲したコイル2の曲率の中心を回転軸とする円柱体の外
側に突部13aを形成した可動ブロック13と、突部13aに一端が接続され、
コイル2の中空部分に貫入可能に配置される一定の曲率で湾曲する磁性体コア
1と、コイル2の曲率変化を矯正するための曲率矯正用部材12と、固定面上
10 に各部品を配置して固定するハウジング14と、所定の大きさの直流電流 I_{dc}
に所定の周波数 f 及び振幅 I_{ac} の交流電流を重畳した定電流 I_d をコイル
2に出力する定電流回路3と、定電流回路3が出力する定電流 I_d 及びコイル
2のインピーダンス Z により決まるコイル2の両端電圧 V_s （検出信号）のピ
ーク値 V_1 に応じて、コア1とコイル2との位置情報を示す変位信号 V_{out}
15 を出力する信号処理回路4とを具備する。コイル2は、定電流 I_d が供給され、
検出信号を出力するコイル部Aを含む。なお、湾曲ボビン10の断面形状は、
コの字型以外の形状としてもよい。また、コイルの巻線としては、例えば、ニ
クロム、マンガニン、銅－ニッケル合金のうちいずれかを用いることが好まし
い。尚、本実施形態では、可動ブロック13が回転し、回転角 θ が 0° から 9
20 0° になるにしたがって、コイル2に貫入しているコア1の部分が少なくなる。

定電流回路3は、所定の大きさの直流電圧 V_{dc}' に所定の周波数 f 及び振
幅 V_{ac}' の交流電圧を重畳した定電圧 V_d' を発生する発振回路3aと、発
振回路3aが出力する定電圧 V_d' を定電流 I_d に変換する電圧－電流変換回
路3bとで構成される。

25 上記した構成でなる変位検出装置において、図1に示すように、定電流回路
3からコイル2に交流電流 I_{ac} と同時に直流電流 I_{dc} を供給する。コイル
2の直流抵抗を Z_{dc} 、交流電流 I_{ac} の発振周波数 f における交流インピー
ダンスを Z_{ac} 、コイル2の両端電圧を V_s とすると、電圧 V_s は、直流電圧
 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} との和として、

30
$$V_s = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} + I_{ac} * Z_{ac} \dots (1)$$

と表すことができる。上記の式（１）において諸量は複素数であるが、電圧 V_s のピーク電圧 V_1 のみを考えると、

$$V_1 = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} + I_{ac} * Z_{ac} \dots (2)$$

となり、上記の式（２）における諸量は実数として扱うことができ、その波形は図５に示すように、ピーク電圧 V_1 を有する、直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} との和になる。

そして、本実施形態の変位検出装置は、交流電圧成分（ V_{ac} ）と直流電圧成分（ V_{dc} ）の和でなるコイル２の出力電圧のピーク値（ V_1 ）の可動範囲における温度係数変動幅が、交流電圧成分（ V_{ac} ）の可動範囲における温度係数変動幅より小さいことを特徴とする。

ところで、変位検出装置では、所定の変位区間における検出信号の出力直線性誤差が常温において規定され、それに一定のマージンを与えて全動作温度範囲での値を規定する。例えば、「位置検出の角度範囲 $\theta = 0 \sim 90^\circ$ で、検出信号の直線性誤差が常温で $\pm 1\%FS$ 以下、 $-40 \sim +130^\circ C$ で $\pm 2\%FS$ 以下」というように規定される。この場合、温度変動要因による直線性誤差の悪化が約 $\pm 1\%FS$ 程度に抑えなければならないことを意味する。また、室温を $30^\circ C$ とすると、高温側には $100^\circ C$ の温度幅があるので、コイル部Ａの検出信号が温度に対して直線的な変化をすると仮定した場合、温度変化率（温度係数）の変動幅を $\pm 100ppm/K$ 以下に抑えなければならないことになる。

また、所望の変位区間内の任意の変位においても、コイル２の両端電圧 V_s のピーク値 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1/dT)$ が $\pm 100ppm/K$ 以下であれば、一定温度係数の簡単な温度補償回路を付加することにより、温度補償後の電圧をその変位における常温値 $\pm 100ppm/K$ にすることができる。これが本発明の目指すところである。

さて、図６は、銅ニッケル合金線（GCN１５線）で巻回したコイル２のインピーダンスの実測値を元に作成したサンプルデータであり、コイル２の直流抵抗 Z_{dc} と交流インピーダンス Z_{ac} とを、図２の回転角 θ を横軸としたグラフにプロットしたものである。ここでは、インピーダンス Z が回転角 θ に対して完全に直線的に変化するように設定した。これは、実測値にかなり近い値となっている。図６には、周囲温度： $-40^\circ C$ 、 $+25^\circ C$ 、 $+85^\circ C$ 、 $+13$

0℃でのデータが Z_{ac} と Z_{dc} のそれぞれについて示されている。

周囲温度+25℃において、直流抵抗 Z_{dc} は188Ω、温度係数は511 ppm/Kであり、交流インピーダンス Z_{ac} は、

$$Z_{ac} = (Z_0 + Z' * \theta) * \{1 + (\beta_0 + \beta' * \theta) * T\} \dots (3)$$

- 5 と表され、 $Z_0=636\Omega$ 、 $Z'=-3.48\Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0=478\text{ppm/K}$ 、 $\beta'=-2.49\text{ppm/K/deg}$ であり、 θ は回転角、 T は周囲の摂氏温度を表す。ここで、交流インピーダンス Z_{ac} の温度係数は $\theta=0^\circ$ では478 ppm/K、 $\theta=90^\circ$ では254 ppm/Kであるので、その変動幅 $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ は224 ppm/Kに達している。

- 10 次に、定電流回路3が直流電流 $I_{dc}=1.5\text{mA}$ 、交流電流 $I_{ac}=0.3\text{mA}$ を出力する場合、簡単のため直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 及び周波数 f の温度変化率をゼロとして上記の式(2)より、コイル2両端の直流電圧 V_{dc} 、交流電圧 V_{ac} 、及びコイル2両端のピーク電圧 V_1 をプロットした結果を図7に、それらの温度係数を図8に示す。

- 15 図8から分かるように、回転角 $\theta=0^\circ \sim 90^\circ$ に亘って、ピーク電圧 V_1 の温度係数は略450~500 ppm/Kであり、その変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ は略50 ppm/Kであり、交流インピーダンス Z_{ac} の変動幅に比べ非常に狭い変動幅に収まっている。従って、ピーク電圧 V_1 に470 ppm/K程度の温度補償を施せば、補償後の電圧はほとんど誤差なく常温値に戻すこと
20 ができる。

- また、定電流回路3が出力する交流電流 $I_{ac}=0.3\text{mA}$ のまま、直流電流 I_{dc} を変化させた場合のピーク電圧 V_1 の温度係数を図8と同様に計算した結果を図9に示す。直流電流 $I_{dc}=0$ であれば、その温度係数の変位依存性はコイル2のインピーダンス Z の変位依存性と同一となる。しかし、直流電流
25 I_{dc} を増やすに従って、直流電圧 V_{dc} の温度係数に近付いて行く。また、コア1のコイル2に対する貫入量が少ないほど(本実施形態の場合は回転角 θ が大きい領域ほど)、ピーク電圧 V_1 に占める直流電圧 V_{dc} の割合が大きいので(図6参照)、直流電圧 V_{dc} の影響を受けやすい。

- そして、直流電流 I_{dc} を少しでも混ぜると、直流電流 $I_{dc}=0$ の場合より
30 りも、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ はかなり改善さ

れ、直流電流 I_{dc} を増やすほど、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1/dT)$ は小さいものになるが、あるレベルで飽和する。したがって、直流電流 I_{dc} を増やすことは消費電流の増加につながることもあり、許容される消費電流と、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1/dT)$ の値とから直流電流 I_{dc} の適正值を選べばよいことになる。このとき、発振回路 3a が発生する直流電圧 V_{dc}' と交流電圧 V_{ac}' とを各々設定することで、定電流 I_d の直流電流 I_{dc} と交流電流 I_{ac} との割合を設定することができる。

また、発振回路 3a が発生する交流電圧 V_{ac}' の周波数 f が高いほど、直流電圧 V_{dc} に対する交流電圧 V_{ac} の比率が増大するので、周波数 f を適正に選択することによって V_{dc} と V_{ac} との比率を適正に設定することができる。上記の説明では、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、周波数 f の各温度変化率をゼロとしたが、これらに温度係数がある場合には、図 8 において、直流電圧 V_{dc} や交流電圧 V_{ac} の各温度係数が上下にシフトし、その分ピーク電圧 V_1 の温度特性も変化する。

図 8 や図 9 からわかるように、 (dV_1/dT) はコア 1 の貫入量が少ない場合には、 (dV_{dc}/dT) の影響を大きく受け、コア 1 の挿入量が多い場合には、 (dV_{ac}/dT) の影響を大きく受ける。それはピーク電圧 V_1 に占める直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} の構成比から当然そうなる。

また、コア 1 の貫入量によらず、 (dV_1/dT) の値は、 (dV_{dc}/dT) の値と (dV_{ac}/dT) の値との間にある。さらに、コア 1 の貫入量が多い（本実施形態では回転角 $\theta = 0^\circ$ 近辺）場合の (dV_{dc}/dT) の値と、 (dV_{ac}/dT) の値とをできるだけ近づけるよう設定すると、 (dV_1/dT) は、コア 1 の貫入量が多い場合（交流電圧 V_{ac} の温度係数の影響を受けやすいが、直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} が近い）にも、コア 1 の貫入量が少ない場合（もともと直流電圧 V_{dc} の温度係数の影響を受けやすい）にも、 (dV_{dc}/dT) に近い値となり、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1/dT)$ を小さくしやすい。

さらに、 (dV_{dc}/dT) の値が、コア 1 の貫入量最小の場合の (dV_{ac}/dT) 値に近い場合と、コア 1 の貫入量最大の場合の (dV_{ac}/dT)

値に近い場合とでは、後者の方がピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくできる。

具体的には、後述するような方法で、直流抵抗 Z_{dc} 、交流インピーダンス Z_{ac} 、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、及び周波数 f の各温度係数を適正
5 値に設定して、 (dV_{dc}/dT) や (dV_{ac}/dT) を制御することができる。

まず、直流抵抗 Z_{dc} の温度係数は、コイル2の巻線材料の選択で決まる。巻線材料としては、通常の銅線では温度係数が非常に大きいため、ニクロム線やマンガニン線、銅ニッケル合金線（GCN線）を用いるのが実用的であり、
10 銅ニッケル合金線の場合、銅とニッケルの合金比率によって、体積抵抗率とその温度係数を選択することができる。

次に、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、及び周波数 f に適当な温度係数を与える方法について述べる。定電流回路3は、図10に示すように、 $V_{dc}' \pm V_{ac}'$ の電圧を出力する発振回路3aと電圧－電流変換回路3bとから構成される。発振回路3aは、図11に示すように、コンパレータCP1と、コンパレータCP1の非反転入力端子と出力端子との間に接続した抵抗 R_3 と、コンパレータCP1の反転入力端子とグランド間に接続して電圧 $V_{cc}/2$ を出力する直流電源E1と、コンパレータCP1の出力端子に一端を接続した抵抗 R_4 と、反転入力端子に抵抗 R_4 の他端を接続し、非反転入力端子に直流電
15 源E1を接続したオペアンプOP1と、オペアンプOP1の反転入力端子と出力端子との間に接続したコンデンサC2と、オペアンプOP1の出力端子とコンパレータCP1の非反転入力端子との間に接続した抵抗 R_2 と、オペアンプOP1の出力端子と制御電源 V_{cc} との間に接続した抵抗 R_5 、 R_6 の直列回路とから構成される。

25 一方、電圧－電流変換回路3bは、制御電源 V_{cc} に一端を接続した抵抗 R_1 と、抵抗 R_1 の他端にエミッタを接続し、発振回路3aにベースを接続し、コイル2にコレクタを接続したPNP型トランジスタQ1とから構成される。

信号処理回路4はピーク電圧 V_1 をとりだす具体的な回路としてピークホールド型の整流回路を用いており、その回路は、制御電源 V_{cc} に一端を接続した定電流源 I_1 と、定電流源 I_1 の他端にコレクタを接続し、ベース－コレク
30

タ間を接続し、コイル2にエミッタを接続したNPN型トランジスタQ2と、制御電源 V_{cc} にコレクタを接続し、トランジスタQ2のベースにベースを接続したNPN型トランジスタQ3と、トランジスタQ3のエミッタとグランドとの間に接続したコンデンサC1、定電流源I2の並列回路とから構成される。

- 5 コンデンサC1の両端電圧は、コイル2両端電圧 V_s を整流してピークホールドした電圧、すなわちピーク電圧 V_1 となり、変位信号 V_{out} として出力される。

尚、コイルに重畳する高周波ノイズの影響を取り除くため、信号処理回路の入力(部)側にローパスフィルタを設けることが好ましい。高周波ノイズには
10 コイル駆動電流の高調波成分と外部からの輻射ノイズの両方があるが、これらのいずれの影響を除去する場合にも有効である。

定電流回路3が出力する交流電流は三角波であることが好ましい。上記した回路において、オペアンプOP1の出力 V_{osc} は $V_{cc}/2$ をオフセット中心とする三角波となり、出力 V_{osc} を抵抗R5、R6で分圧することによって直流電圧 V_{dc}' 、交流電圧 V_{ac}' が決定される。このような三角波発振回路は、正弦波発振回路に比べて、温度変化に対して安定な回路を簡単な構成で実現できる。尚、コイル2に方形波電流を与えても方形波電流の di/dt に起因する制御しがたい信号電圧が発生するだけなので、方形波発振回路は使用できない。その点、三角波であれば、正弦波と同様にコアの回転角 θ を反映
20 した出力電圧を得ることができる。

図11において、交流電圧 V_{ac}' の発振周波数 f は、 $(R3/(C2 \times R4 \times R2))$ に比例し、振幅は $(R2/R3)$ に比例する。従って、抵抗R2～R6、及びコンデンサC2の値及び温度係数を適正に選択することによって直流電圧 V_{dc}' や交流電圧 V_{ac}' の値及び温度係数を制御することができる。特に、定電流回路3全体がモノリシックICとなる場合でも、コンデンサC2は外付けされることが多いため、コンデンサC2で温度係数を調整する方法は有効である。
25

さらに、定電流回路3全体がモノリシックIC化される場合、抵抗R1～R5の一部または全部の抵抗値をデジタルトリミングによって設定して、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、及び周波数 f に適当な温度係数を与えることもで
30

きる。この場合、コア1やコイル2、及びその変位区間等が変わってもICを代えることなく使えるので汎用性が高い。

ここで、デジタルトリミングとは、調整する抵抗に予め並列に、抵抗とスイッチ素子との並列回路を接続しておき、デジタルデータによってスイッチ素子をオン・オフすることによって抵抗調整を行うものである。具体的にデジタルトリミングを行う場合は、電気的特性をモニターしながらデジタルデータの最適コードを決定し、決定した最適コードをICのROMに書き込んだり、IC内に設けられているデータ記憶のためのヒューズを焼き切ることで、ICに最適コードを与え、IC内の抵抗はこの最適コードに対応する値に設定される。

尚、三角波発生回路は図11に示す回路構成以外の他の回路構成としてもよい。

また、図10の電圧-電流変換回路3bにおいては、トランジスタQ1のベース-エミッタ間電圧 V_{be} の温度特性によって、発振回路3aが発生する直流電圧 V_{dc}' の温度係数がゼロであっても、コイル2に供給される直流電流 I_{dc} は正の温度係数を有することになる。ここで、直流電流 I_{dc} の温度係数を正の温度係数にしたくない場合は、図10に示す電圧-電流変換回路3bのトランジスタQ1のエミッタを反転入力端子に接続し、トランジスタQ1のベースを出力端子に接続したオペアンプOP2を付加した図12に示す電圧-電流変換回路3b'を用いて、オペアンプOP2の非反転入力端子に発振回路3aの出力を接続すればよい。

図13は、図10の定電流回路3とは異なる定電流回路3'の回路構成であり、定電流回路3'は、交流電流供給回路 S_{ac} と直流電流供給回路 S_{dc} とから構成される。交流電流供給回路 S_{ac} は、NPN型トランジスタQ4とPNP型トランジスタQ6との直列回路と、トランジスタQ4、Q6の接続中点に接続した交流電源ACと、制御電源 $V_{cc}-V_{ee}$ 間に接続したPNP型トランジスタQ8、NPN型トランジスタQ5、抵抗R7、R8、PNP型トランジスタQ7、NPN型トランジスタQ10の直列回路と、PNP型トランジスタQ9、NPN型トランジスタQ11の直列回路とからなり、トランジスタQ4、Q5、トランジスタQ6、Q7、トランジスタQ8、Q9、トランジスタQ10、Q11の各ゲートは互いに接続され、トランジスタQ8、Q10の各ベース-コレクタ間は短絡されている。

直流電流供給回路 S_{dc} は、トランジスタ Q_9 、 Q_{11} の接続中点にコレクタを接続し、制御電源 V_{cc} にエミッタを接続したPNP型トランジスタ Q_{12} 、 Q_{13} と、トランジスタ Q_{13} のコレクタとグランド間に接続した抵抗 R_9 とからなり、トランジスタ Q_{12} 、 Q_{13} の各ゲートは互いに接続され、トランジスタ Q_{13} のベースーコレクタ間は短絡されている。

コイル2は、トランジスタ Q_9 、 Q_{12} の接続中点に一端を接続しており、交流電流 I_{ac} を供給する交流電流供給回路 S_{ac} と直流電流 I_{dc} を供給する直流電流供給回路 S_{dc} とが独立に存在しているので、交流電流 I_{ac} と直流電流 I_{dc} との比率や温度係数の制御をシンプルに行うことができる。さらには、デジタルトリミングによる設定も可能である。

また、信号処理回路4がコイル部Aの出力電圧のピーク値 V_1 の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、この増幅器の出力に基づいて変位信号 V_{out} を出力すれば、増幅器の出力は温度補償済の変位だけに依存する信号であり、この出力を処理することで温度補償済みの変位信号を得ることができる。

また、定電流回路3を調整するのみではなく、直流抵抗 Z_{dc} や交流インピーダンス Z_{ac} の値及び温度係数を制御することも可能である。図1の説明で述べてきたコイル部Aの代わりに、図14のようにコイル2と直列に直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' を有する回路素子5を設けたコイル部Aを用いる。このとき、回路素子5の直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' はコア1の回転角 θ には無関係であり、直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' の値や温度係数を適当に選択すればコイル部Aの両端電圧のピーク値や温度係数を制御することができる。

例えば、回路素子5が純抵抗である場合には、交流インピーダンス $Z'_{ac} = R$ （抵抗値）となる。また、回路素子5がインダクタンスであれば直流抵抗 Z'_{dc} と交流インピーダンス Z'_{ac} の両方を備えていることになる。さらに、回路素子5としてダイオードを設けると、コイル2の両端電圧 V_s の直流成分 V_{dc} だけに影響を与えることができる。

上記の説明のように、コイル2に交流電流 I_{ac} のみならず直流電流 I_{dc} を与えることによって、変位区間（回転角） θ における信号電圧の温度係数の

変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を相当程度小さくできるが、やはり $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ そのものが小さい方が、 $\Delta(dV_1/dT)$ をさらに小さくできることは言うまでもない。

また、 $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ を小さくするためには、コア1は透磁率や抵抗率の温度係数の小さな磁性体であることが望ましい。透磁率の温度係数は、たとえば $-40 \sim +130^\circ\text{C}$ 程度の温度範囲ではどの磁性体でもあまり大きくないので、特に抵抗率の温度係数の小さい材料が適している。たとえば、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガン等がそれにあたる。これらの金属材料は、電熱線用途に多く使用されるものであり、線材として非常に安価に入手できる。従って、所望の長さに切断した電熱線を曲げ加工してコア1を形成すると、コアが貫入している場合のコイルのインピーダンスの温度変動をより小さくすることができ、且つ材料のロスを少なくすることができ、温度特性に優れたコア1を安価に製造できる。

尚、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、直流抵抗 Z_{dc} 、交流抵抗 Z_{ac} 、及びそれらの各温度係数の設定が適正でないと $\Delta(dV_1/dT)$ が $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなり得ることを説明しておく。例えば、コイル2として、直流抵抗 $Z_{dc}=100\Omega$ （温度係数 50ppm/K ）、交流インピーダンス Z_{ac} は上記の式(3)において、 $Z_0=800\Omega$ 、 $Z'=-8\Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0=346\text{ppm/K}$ 、 $\beta'=-2.35\text{ppm/K/deg}$ であるものがあり、それに対して直流電流 $I_{dc}=0.2\text{mA}$ 、交流電流 $I_{ac}=1.0\text{mA}$ （ともに温度係数0）を与えた場合の図8に相当するプロットが図15である。 $\Delta(dV_1/dT)$ が $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなっていることが分かる。以上のように、単に直流電流 I_{dc} を与えさえすれば $\Delta(dV_1/dT)$ が減少するわけではない。

本実施形態ではコアの変位方向が曲線である変位検出装置を説明したが、コアの変位方向が直線である変位検出装置についても同様の効果が得られる。

（第2実施形態）

本実施形態では、 $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ が最小となる理想の状態として、コイル2のインピーダンス Z の温度変化が、コア1とコイル2との相対変位によ

って変わらないようにするための第1の温度補償方法について説明する。本実施形態の変位検出装置の構成は第1実施形態と同様であり、同様の構成には同一の符号を付してその説明は省略する。

まず、温度補償の第1の方法として、コア1がコイル2に貫入していない場合のインピーダンス Z の温度変化率をコア1がコイル2に貫入した場合の温度変化率に合わせる方法について説明する。

コアが貫入していない場合のコイル部のインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化が、コアとコイルとの相対変位によって変わらないようにするためには、例えば、コイル部の巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び前記コイル部に入力される定電流の周波数を、コイル部のインピーダンスの温度係数と、コアがコイル部に対して相対変位することに起因するコイル部のインピーダンスの温度係数とが等しくなるように各値を設定することが好ましい。

図16に示すように、コイル2のインピーダンス Z は、抵抗成分 R_s とインダクタンス成分 L_s との直列回路と等価である。インダクタンス成分 L_s には表皮効果による成分があり、表皮厚さが十分薄く、周波数一定の場合の表皮効果は体積抵抗率 ρ の $1/2$ 乗に比例するので、温度係数も体積抵抗率 ρ の $1/2$ 乗の影響を受ける。図17は、表皮効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径が0.32mm, 0.16mm, 0.10mm, 0.07mmの時に曲線Y7, Y8, Y9, Y10が各々対応しており、表皮効果の影響で、コイルの線径と周波数とにより抵抗の変化の具合が変わる。

また、抵抗成分 R_s の温度係数は、巻線材の体積抵抗率 ρ の温度係数に大きく依存し、抵抗成分 R_s は近接効果の影響も受ける。図18は、近接効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径及び巻数が0.16mm 40T, 0.07mm 60Tの時に曲線Y11, Y12が各々対応している。近接効果は、コイルの巻線の巻きピッチが狭い場合に、電流が巻線内を一樣に流れなくなる現象であり、巻線ピッチが狭いほど影響が強いが、線径によっても影響は異なる。近接効果による成分は、体積抵抗率 ρ の -1 乗の依存性があるので、その温度係数も体積抵抗率 ρ の -1 乗の影響を受ける。

すなわち、線径が太いか、あるいは周波数が高い場合、表皮効果、近接効果により、コア1が貫入していない時のインピーダンス Z の温度係数が小さくなる。したがって、巻線材の体積抵抗率 ρ 、線径、巻数、巻きピッチ及び周波数を適切に設定することにより、コア1が貫入していない変位状態での直流抵抗成分、表皮効果成分、近接効果成分のバランスを制御して、コイル2のインピーダンス Z の温度係数を小さくすることができる。したがって、変位量によって温度係数が変わるという従来の問題点を解消することができる。

巻線材としては、銅の体積抵抗率 ρ の温度係数が非常に大きいため、銅よりも体積抵抗率 ρ の温度係数が小さいものを選択することが望ましい。具体的には、ニクロム、マンガン、銅-ニッケル合金のうちいずれかでコイル2の巻線を形成すればよい。特に銅-ニッケル合金は、その成分比を変えることで体積抵抗率 ρ の値を制御できるので好適である。

次に、コア1がコイル2に貫入している場合のインピーダンス Z の温度変化率をコア1がコイル2に貫入していない場合の温度変化率に合わせる第2の温度補償方法について説明する。

コアが貫入している場合のコイル部のインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化が、コアとコイル部との相対変位によって変わらないようにするには、例えば、コイル部のインピーダンスの温度係数と、コアがコイルに相対変位することに起因するコイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる材料でコアを形成することが好ましい。あるいは、コイルのインピーダンスの温度係数と、コアがコイル部に相対変位することに起因するコイル部のインピーダンスの温度係数とが等しくなるようにコアに表面処理を施すことが好ましい。

コア1がコイル2に貫入することによるコイル2のインピーダンス Z の増加は、そのコア1の体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ に起因する。したがって、その温度係数もコア1の体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ の温度係数に関係するのであるから、コア1がコイル2に貫入している場合の温度係数を、コア1がコイル2に貫入していない場合の温度係数に合わせるように適した体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ を有するコア1を選択する、またはコア1の表面が適した体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ となるような表面処理を施せばよい。

ここで、一般に変位検出装置を使用する雰囲気温度はせいぜい120～130℃であり、その雰囲気温度よりもコア1のキュリー温度は十分に高い。透磁率 μ は、キュリー温度付近で急激に小さくなる特性を有しており、逆に変位検出装置を使用する温度領域では透磁率 μ はほとんど変化しない。

- 5 したがって、コイル2のインピーダンス Z の増加に起因するもう1つの要素である体積抵抗率 ρ の変化が小さな材料で少なくともその表面が形成されたコア1を用いることによって、インピーダンス Z の温度係数を小さくして、コイル2のインピーダンス Z の温度による変動を小さくすることができる。

- 10 例えば、第1実施形態のコイル2のインピーダンス変化によって位置検出を行う変位検出装置では、このインピーダンスの内訳の大部分はインダクタンスであり、コイル2に定電流が流れて発生する磁界はコイル2の軸方向となる。すると、この軸方向の磁界を消そうとする環状の電流（いわゆる渦電流）がコア1の内部に流れる。この環状電流はコイル2のインダクタンスを低下させる作用があり、大きさは印加される磁界の大きさや周波数（定電流、固定周波数
15 であれば変動しない）以外に、コア1の体積抵抗率が関係する。すなわちコア1の体積抵抗率が大きいほど環状電流は小さくなり、インダクタンスを低下させる作用は小さくなる。それゆえ、コア1の体積抵抗率に温度特性があればインダクタンスにも温度特性ができ、インダクタンスの温度特性はインピーダンスの温度特性に大きく影響する。

- 20 実際にコイル2をインピーダンス要素として用いる場合にはコイル2に供給する電流は数十KHz～数百KHzで駆動することが多いので、その周波数ではコイル2が発生する磁界はコア1の内部には届かず、表面付近に集まることになる。

- 25 そこで、体積抵抗率 ρ の小さな材料であるニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニのうちいずれかでコア1の少なくとも表面を形成すればよい。コアが貫入している場合のコイルのインピーダンスの温度変動を小さくすることができる。これらの材料は電熱用材料と呼ばれており、抵抗の温度係数が小さく、また、鉄やニッケルは磁性材料なので合金としても磁性を有するものがあり、コイル2
30 のインピーダンス変化を大きく取れる。

しかしながら、表面だけでなく、バルク状に形成した体積抵抗率の小さいコア1であれば、より優れた温度特性を有することができる。この場合、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニン等の電熱用材料を用いることになるが、これらは、
5 平板から打ち抜きでコア1の形状を得るには材料ロスが多くなって高価になる。そこで、これらの材料は電熱線として市場に出回っていることから、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニン等からなる電熱線を必要な長さに切断した後、必要な曲げ加工（または伸ばし加工）を施して用いると経済的であり、無用な産業廃
10 棄物の発生を防ぐことができる。

尚、本実施形態の第1と第2の温度補償方法の組み合わせても、温度補償を効果的に行うことができる。

（第3実施形態）

第1実施形態の変位検出装置は、直流電流 I_{dc} と交流電流 I_{ac} とをコ
15 イル2に供給し、結果としてコイル2の両端に発生する直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} との比で、変位信号 V_{out} の温度係数がコイル2とコア1との相対変位によって変動する幅（温度係数の変位依存性）の最小化を図っていた。そして図19に示すように、信号処理回路4を、例えばピークホールド回路4
a、温度補償回路4c、非線形性補償回路4e、増幅回路4dで構成して、ピークホールド回路4aがコイル2の両端電圧 V_s のピーク値 V_1 を抽出し、温
20 度補償回路4cはピーク値 V_1 に、ピーク値 V_1 の温度係数とは逆極性の温度係数で温度補償し、非線形性補償回路4eはコイル2とコア1との相対変位に対する直線性を補償して、増幅回路4dは信号増幅を行って変位信号 V_{out} を出力する。

これに対して本実施形態の変位検出装置は、図20に示すように、信号処理
25 回路4を、ピークホールド回路4a、レベルシフト回路4b、温度補償回路4c、増幅回路4dで構成して、ピークホールド回路4aがコイル2の両端電圧 V_s のピーク値 V_1 を抽出し、レベルシフト回路4bはピーク値 V_1 にレベルシフト値 V_{sh} を加算した信号 V_2 を出力し、温度補償回路4cは信号 V_2 に、
30 信号 V_2 の温度係数とは逆極性の温度係数で温度補償した信号 V_3 を出力し、

増幅回路4 dは信号V 3の増幅を行って変位信号V o u tを出力する。

尚、コイルに重畳する高周波ノイズの影響を取り除くため、信号処理回路の入力（部）側にローパスフィルタを設けることが好ましい。高周波ノイズにはコイル駆動電流の高調波成分と外部からの輻射ノイズの両方があるが、これらのいずれの影響を除去する場合にも有効である。

上記したように、本実施形態の変位検出装置は、特徴値抽出手段としてのピークホールド回路4 aによりコイルの出力電圧から特徴値（V1）を抽出し、この特徴値にレベルシフト回路がレベルシフト電圧（Vsh）を加え、コアの可動範囲における前記特徴値（V1）とレベルシフト電圧（Vsh）の和（V2）の温度係数変動幅が、前記可動範囲における特徴値（V1）の温度係数変動幅より小さいことを特徴とする。

このようにレベルシフト回路4 bがピーク値V 1にレベルシフト値V s hを加算することによって、コイル2へ供給する直流電流I d cは0あるいは小さな値であってもよく、消費電流に制約がある場合には有利である（図3では直流電流I d c=0としている）。これに対して、第1実施形態ではピーク値V 1の変位依存性を最小にするために、I d c/I a cの値を大きく設定しなければならず、消費電流が増加する恐れがある。

ここで、本実施形態では上記式（2）で表されるピーク値V 1に対して、信号V 2は、

$$V2 = (I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh}) + I_{ac} * Z_{ac} \dots (4)$$

と表され、 $(I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh})$ が直流電圧V d cとなる。そして、レベルシフト値V s hの大きさ（絶対値）または温度係数を適正に設定することは、第1実施形態のように直流電流I d cと交流電流I a cとの比や温度係数を適正に設定することと同じことになる。さらに、レベルシフト値V s h以外に、直流電流I d c、交流電流I a c、直流抵抗Z d c、交流インピーダンスZ a cの各値及び温度係数のうちいずれか1つ以上を適正に設定した場合も、信号V 2の直流電圧V d cと交流電圧V a cとの比及び温度係数を適正に設定することになるので、信号V 2の温度係数の変動幅を最小にすることができる。

本実施形態の変位検出装置の形状は第1実施形態と同様であるが、本実施形態では図2 1に示すように可動ブロック1 3が回転し、回転角θが0° から9

0° になるにしたがって、コイル2に貫入しているコア1の部分が多くなる構成としている。図22はこの回転角 θ に対するコイル2の交流インピーダンス Z_{ac} の温度係数を示しており、交流インピーダンス Z_{ac} は変位依存性を持っており、回転角 θ が大きいほどコア1のコイル2に対する貫入量が多くなって、増大している(回転角 $\theta=0\sim100^\circ$ で約470ppm/°Cの差がある)。交流インピーダンス Z_{ac} の測定周波数は70KHz、直流抵抗 Z_{dc} は58 Ω (25°C)で、直流抵抗 Z_{dc} の温度係数は3900ppm/°Cである。

ここで図19の構成で抽出したピーク値 V_1 の温度係数を図23に示す。交流電流 $I_{ac}=1\text{mA}$ として、 I_{dc}/I_{ac} を変化させることでピーク値 V_1 の温度係数の変位依存性を制御することができ、 $I_{dc}/I_{ac}=1.0$ 程度の場合に、ピーク値 V_1 の温度係数の変位依存性を最小にすることができる。なお、簡単のために直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、周波数には温度変化がないと仮定している(以下同様)。

一方、図24は、図20の本実施形態の構成でレベルシフト値 V_{sh} を0mVから200mVまで変化させた場合の信号 V_2 の温度係数を示しており、直流電流 I_{dc} を0、レベルシフト値 V_{sh} の温度係数 h を3000ppm/°Cとしている。この場合、レベルシフト値 V_{sh} を変化させることで信号 V_2 の温度係数の変位依存性を制御することができ、 $V_{sh}=100\text{mV}$ 程度の場合に、信号 V_2 の温度係数の変位依存性を最小にすることができて、上記図19の場合と同様の効果を得ることができる。

さらに、図25は、図20の本実施形態の構成でレベルシフト値 V_{sh} の温度係数 h を0ppm/°Cから5000ppm/°Cまで変化させた場合の信号 V_2 の温度係数を示しており、直流電流 I_{dc} を0、レベルシフト値 V_{sh} を100mVとしている。この場合、温度係数 h を変化させることで信号 V_2 の温度係数の変位依存性を制御することができ、 $h=2000\text{ppm/°C}$ 程度の場合に、信号 V_2 の温度係数の変位依存性を最小にすることができて、上記図19の場合と同様の効果を得ることができる。

このようにして得られた信号 V_2 に、温度補償回路4cで変位に依らない温度補償(例えば図23の場合、約-1200ppm/°C、図24の場合、約-1450ppm/°C、図25の場合、約-1300ppm/°C)を行って得ら

れる信号V3は周囲温度に依らず、常温でのその変位での信号V2にほぼ等しい値となる。そして増幅回路4dで信号V3に所定の増幅を行うことで変位信号Voutを出力している。（特に増幅の必要がなければ信号V3を変位信号Voutとして出力する。）なお、温度補償回路4cは、必ずしも温度に対して1次の補償を行うものに限るものではなく、温度について2次あるいはその他の非線形の方程式で表現される補償を行う回路でもよい。同様に、増幅回路4dも信号V3について非線形の方程式で表現される増幅度を有する回路でもよい。

また、図26に示すようにレベルシフト回路4bをコイル2とピークホールド回路4aとの間に接続しても、信号V2は上記の式（4）で表されるため、同様の効果を得ることができる。

そして本実施形態のレベルシフト値Vshやレベルシフト値Vshの温度係数h、さらには温度補償の温度係数、増幅のための回路定数、係数等をEEPROM等に記憶できるようにして、個別の製品毎にその値や係数、定数を最適値に設定できるようにすれば、コイル2や信号処理回路4の温度特性の個体差に左右されないため、温度変化による特性変動を最小限にすることができる。

次に、変位検出装置の製造工程で個別に行うレベルシフト値Vshやレベルシフト値Vshの温度係数hのキャリブレーションについて、以下説明する。まず、図24のようにレベルシフト値Vshを制御して温度特性の変位依存性を最小化する場合には、温度サイクルによって各変位（各回転角）でのピーク値V1、信号V2の温度特性を測定して最適なレベルシフト値Vshを求め、そのレベルシフト値Vshに基づいて増幅回路4dの係数（回路定数）を決める。そして、増幅回路4dの係数設定後、はじめて変位信号Voutが得られるため、変位信号Voutの温度特性を確認するためには、温度サイクルを再度行う必要がある。

一方、図25のようにレベルシフト値Vshの温度係数hを制御して温度特性の変位依存性を最小化する場合は、まず常温状態（温度補償回路4cのゲインは1になる）で増幅回路4dの係数を決めることができる。その後、温度サイクルによって各変位（各回転角）でのピーク値V1、信号V2の温度特性を測定して最適な温度係数hや温度補償回路4cの温度係数を決めることができ、

この温度サイクルで変位信号 V_{out} も同時に確認することができるので、2 回目の温度サイクルを行う必要はない。このようにレベルシフト値 V_{sh} を制御するよりもレベルシフト値 V_{sh} の温度係数 h を制御するほうがキャリブレーションは簡単に実施できる。

- 5 尚、第1実施形態のようにコイル2にバイアス電流を供給して制御する場合は、図23のように I_{dc}/I_{ac} を制御するよりも、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、または周波数の温度係数を制御するほうがキャリブレーションは簡単に実施できる。

- 10 また上記説明では、コイル2の両端電圧のピーク値 V_1 を元の信号として信号処理を行っているが、コイル2の両端電圧のボトム電圧を元の信号として信号処理を行ってもよく、この場合は式(2)、式(4)の代わりに、

$$V_1 = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} - I_{ac} * Z_{ac} \dots (5)$$

$$V_2 = (I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh}) - I_{ac} * Z_{ac} \dots (6)$$

- 15 となる。この場合も、レベルシフト値 V_{sh} 、レベルシフト値 V_{sh} の温度係数 h を適正に設定することで（少なくともいずれか一方を負の値にする）上記と同様の効果を得ることができる。さらには、コイル2の両端電圧のピークピーク電圧や実効値を元の信号として、その元の信号にレベルシフトを施しても上記と同様の効果を得ることができる。

- 20 このように本実施形態ではコイル2の直流抵抗 Z_{dc} の温度係数を利用する必要はなく、コイル2の両端電圧から交流電圧 V_{ac} のみを取り出して、レベルシフト回路4bで直流電圧（レベルシフト値 V_{sh} ）を与えればよく、回路設計の自由度が向上している。

（第4実施形態）

- 25 本実施形態の変位検出装置の構成は、図27に示すように、第3実施形態のピークホールド回路4aの次段にAD変換回路4fを接続し、AD変換回路4fの次段にはレベルシフト部41、温度補償部42、増幅部43を構成するデジタル演算ブロック4gを接続している。そして、コイル2の両端電圧のピーク値 V_1 をAD変換回路4fでデジタル信号 DV_1 に変換し、以降、デジタル演算ブロック4gではデジタル信号演算としてレベルシフト部41で所定のデ
30 ジタル量を加算してレベルシフトを行ったデジタル信号 DV_2 を出力し、温度

補償部42では温度補償を実行する演算をデジタル信号DV2に対して行い、増幅部43では温度補償部42が出力するデジタル信号を増幅して、デジタル信号の変位信号Voutを出力する。

このように信号をデジタル化すると、1回の温度サイクルでピーク値V1の温度特性のみを測定すれば、レベルシフトのデジタル量やその温度係数、温度補償の温度係数や、増幅の係数等は計算によって求めることができ、且つ出力される変位信号Voutの温度特性も計算で確認できる（実際の出力と計算で求めた出力との誤差は量子化誤差以下となる）という長所がある。また、デジタル演算結果をDA変換してアナログ信号出力とすることもできる。

10 (第5実施形態)

本実施形態では、出力の直線性の改善について説明する。本実施形態の変位検出装置の構成は第1乃至第4実施形態のいずれかと同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

まず、直線性改善の第1の方法としては、コア1の材料に適正なものを選択し、且つ交流電流Iacの周波数fも適正に設定することである。発明者は第1実施形態で例をあげたコイル2において、コア材質を変えて交流インピーダンスZacの直線性に関する実験を行なった。図28は用いた金属材料：電磁軟鉄、パーマロイ、電磁ステンレス、SUS430、鉄クロムと、それらの推定特性値：抵抗率である。図28の中で「電磁ステンレス」と記されたものは、Cr11%の他、Si、Mn、P、Ni、Tiなどを添加した金属で電磁弁やリレーのヨーク等に使用されるものである。また、各金属はいずれも各々の磁気特性を引き出すために、各金属固有の条件で熱処理が施されており、形状は同一である。

図29A～図29Eに交流電流Iacの周波数fを10KHz、30KHz、50KHz、70KHz、90KHzに対する、各金属の交流インピーダンスZacの直線性の実験結果を示す。電磁軟鉄や純鉄に比べ、磁性ステンレス(電磁ステンレス)は良好な直線性を有することが分かる。特に、SUS430(18Cr系フェライト系ステンレス)は、角度スパンに対しても周波数に対しても良好な直線性を有する上、耐食性も備え、且つ安価であるので変位検出装置のコア材料として好適であるといえる。これらの直線性は抵抗率、透磁率のバ

ランスと周波数特性で決定されるものと考えられる。鉄クロムも50kHz以上では良好な直線性を有するので、耐食性についての対策さえ施せば、前述の抵抗率温度変化率の利点と合わせて良好なコア材料となり得ることがわかる。

第2の改善方法としては、従来技術の問題点として挙げた端部効果を低減するための対策を施すことである。例えば、コアの端部から所定の長さの部分を、他の部分より磁束を通しやすくしたり、コアの端部から所定の長さの部分を他の部分より太くしたり、コアの端部から所定の長さの部分を他の部分より透磁率が高い材料で形成することが好ましい。端部効果が軽減され、出力の直線性が確保できる区間が広げることができる。

図30A および図30B は、コア1の形状を工夫することでコア先端部1aまたは1bの、交流インピーダンス Z_{ac} に対する寄与率を高める方法である。図30Aにおいては、先端部1aに略直角の段差を設けて太くしたもので、図30Bにおいては、先端部1bを楔状に太くしたものである。いずれも、先端部1aまたは1bが他の部分より太くなっているため、巻線間の鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができる。また、このとき、エッチングや金属射出成形でコア1を形成する場合でも、製造コストのアップを招かない。

図30C は、コア1の先端部1cをコア本体より透磁率の高い材料で構成することにより、コア先端部1cでの鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができるものである。図30A、図30Bが先端部以外の部分を細くしなければならず、若干の感度低下を伴うのに対し、図30Cの場合は感度低下が起らない。また、コアの太さを一定にできるので力学的に安定となり、2部材の組み合わせでも容易に形成できる。

また、コアの端部から所定の長さの部分を、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理したり、コアは端部から所定の長さの部分の表面をパーマロイめっきした電磁ステンレスで形成したり、コアの端部に面取り処理を行ってエッジを除去することも好ましい。

図30D は、高透磁率の材料でコア先端部1dに表面処理（めっき等）を施した例である。図30Cが製造上、手間がかかり、位置決めも難しいことを改善することができる。また、コアの太さを一定にすることができるので、力学

的に安定となり、湾曲したコアでも容易に形成できる。尚、めっきだけでなく、たとえば高透磁率の箔体を貼り付ける等の構成でもよい。

図31に示す変位検出装置は、中空のボビン15に巻回されたコイル2と、コイル2の巻軸方向Xに変位してボビン15の中空部分に貫入するコア1とを
5 備え、定電流回路と信号処理回路とは（図示なし）、第1乃至第4実施形態のいずれかと同様に設けられている。この例は、コア1は従来のままの形状であり、巻線がコイル2の端部で太く（すなわち、巻層数が多く）巻かれている例である。したがって、コア1の先端部のみの貫入に対しても、多くの巻線の磁束が鎖交するため、よりインダクタンスが増加するものである。

10 さらに、コア1とコイル2のボビン内壁との引っ掛かりをなくするために、図32A～図32Eの例では、コア1の先端部に面取り、R付けなどのエッジ除去構造を取り入れることにより、引っ掛かりをなくして直線性の悪化を防止できる。図32A～図32Eは図30A～図30Dに示したコア1の先端に面取り、Rづけを施したものである。

15 また、コア1及びコイル2の断面図である図4においては、コア1が貫入する湾曲ボビン10の内面に銅などの非磁性金属を蒸着したコーティング11を施して、コア1の引っ掛かりをなくしている。コーティング11に金属等、導電性を有する物質を用いる場合には、物質が断面内で閉ループを形成しないようにする必要がある。なお、金属蒸着等の代りに、貫通穴側面の一部を板金部
20 品で形成してもよいし、フッ素コーティングなど摺動性と耐摩耗性を有する物質であれば同じ効果を発揮することができる。このようにすることで、コア1として箔体や線状体（特にアモルファスなど）を用い、湾曲ボビン10の貫通穴の側面に沿わせて変位させることもできるので、薄型化や小径化が図れるとともに直線性の向上にも効果がある。

25 また、パーマロイめっきを施した電磁ステンレスを採用する場合は、コアの端部と他の部分との透磁率のバランスがよく、また耐食性にも優れているという効果がある。さらに、スプリングコイルを用いてコイル2の巻線を形成し、スプリングコイルを湾曲ボビン10に挿入すれば、角度方向に均一なピッチの巻線が容易に形成できる。

また、図2に示すように、ハウジングは、コイル2の巻線テンションで変形し、曲率が減少した湾曲ボビンを元の形に戻すための曲率矯正用部材12を備えており、曲率矯正用部材12はコイル2と略同様の曲率に形成された溝を形成しており、その溝にコイル2を入れ込むことによって、コイル2の内側半径部分と底面側とが曲率矯正用部材12に当接して、湾曲ボビン10の曲率の減少を矯正している。尚、ハウジングの曲率矯正用部材12は、コイルの内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、コイルの曲率変化を矯正すればよい。また、図2ではハウジング14が曲率矯正用部材12を備えているが、ハウジング14そのものに同様の溝を形成してもよい。

このような曲率矯正用部材12を用いる構造には、別の意味でもメリットがある。このような構造をとらないコイル2では、図33に示すように保持固定のための保持・固定用部材16をコイル2の両端部の鰐付近外側に設ける必要がある。この保持・固定用部材16があると、コア1のストローク（機械的変位量）が制限されてしまう。しかし、保持固定の構造が鰐の外側にない図2の場合は、コア1のストロークを長くとることができ、あるいは、ストロークを長くとる代りに、湾曲ボビン10の巻線部の角度を広くとることができ、これらも、直線性の改善に有効である。

（第6実施形態）

図34～37に示す本実施形態の変位検出装置は、自動車用（例えばアクセルペダルポジションを検出するためのポジションセンサ等）に使用することを考慮し、フェールセーフシステムの思想に基づいて、図2、図3に示す変位検出装置のコイル部を2重にしたものであり、図34、図35では、同一の曲率で湾曲した2つのコイル2a、2bと、可動ブロック13の回転軸を中心に回転することで2つのコイル2a、2bに各々貫入する同一の曲率で湾曲した2つのコア1a、1bとを備え、2つのコイル2a、2bは、コア1a、1bの回転軸方向に重ねて配置されている。図44に示す同一平面上に2つのコイルを配置する構成に比べて、コイル2a、2bの巻き線部の見込角度も、可動ブロック13の機械的回転角度も増える。したがって、コイル2a、2bの各インピーダンスZの直線性が良好な回転角度 θ の範囲が広がる。また、コイル2a、2bの仕様が同一であるので、2つのコイル2a、2bの特性を略同一に

することができ、巻線加工、コスト面で有利である。

さらに、図36、図37に示す変位検出装置は、小さい曲率で湾曲したコイル2aと、大きい曲率で湾曲したコイル2bと、可動ブロック13の回転軸を中心に回転することで2つのコイル2a、2bに各々貫入する小さい曲率で湾曲したコア1aと、大きい曲率で湾曲したコア1bとを備え、コイル2a、2bは、コア1a、1bの回転軸に対して同一回転角度 θ 上、且つ同一平面上に配置されている。したがって、図34、図35に示す変位検出装置と同様に、コイル2a、2bの巻き線部の見込角度も、可動ブロック13の機械的回転角度も増えて、コイル2a、2bの各インピーダンスZの直線性が良好な回転角度 θ の範囲が広がり、さらに薄型化も可能となる。

ここで、本実施形態のコイル2a、2bを湾曲ボビン10a、10bに巻回した後、組み立て前に、コイル2a、2bと湾曲ボビン10a、10bとを一体的に樹脂17でモールドすれば、組み立て時、振動・衝撃時の断線防止になり、2つのコイル2a、2b間の位置関係がずれることがないので、組み立て時の位置ずれによる2系統間の出力変動が発生しない。さらに、一体的に成形して2つのコイル部で1つの部品になるので、可動ブロック13との位置決めが容易になり、組み立て時間も短時間となる。また、湾曲ボビン10a、10bの変形を矯正した状態で樹脂モールドすることにより、ハウジング14側に湾曲ボビン10a、10bの変形を矯正する特別な部材を設ける必要がなくなる。さらに、2つのコイル2a、2bを各々巻回した2つのボビンを組み立て前に一体に樹脂モールドしたり、2つのコイルに貫入する2つのコア1a、1bを一体に樹脂モールドすることも好ましい。上記した効果に加えて、2つのコイルの位置関係がずれることがなく、組立て時の位置ずれによる2系統のコイル部間の出力変動が生じないという効果がある。

(第7実施形態)

本実施形態の変位検出装置の構成は、第1乃至第6実施形態のうちいずれかと同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

本実施形態では、信号処理回路4が出力する変位信号Voutの構成について説明する。変位検出装置の信号を受けて処理するシステムであるECUがデジタル回路である場合、変位信号Voutがアナログ信号であると余計なA／

D変換やD/A変換を繰り返すことにより誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、変位信号 V_{out} がデジタル信号であればアナログ信号のような前記問題はなく、さらに信号伝達の際の外部ノイズの影響を受けにくい。そこで、信号処理回路4が出力する変位信号 V_{out} をデジタル信号で構成した例を示す。ここで信号処理回路4は、コイル部Aの出力電圧のピーク値 V_1 をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路とを具備している。

信号処理回路が出力する変位信号は、出力開始信号と、この出力開始信号が出力してから位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号、記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたデューティ比のパルス信号、出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたパルス幅のパルス信号、出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じた数のパルス信号のいずれかとで構成することが好ましい。

図38A および図38B は、信号処理回路4が出力する変位信号 V_{out} の第1の例を示し、変位信号 V_{out} は、基準パルス V_r のパルス幅3個分の幅 T_1 を有する出力開始信号と、出力開始信号が出力してから位置情報に応じた時間 T_2 を経て出力されるパルス信号とから構成される。ECU側では出力開始信号のパルス幅 T_1 と、パルス信号が表れるまでの時間 T_2 とをタイマで測定することによって、コア1とコイル2との相対位置を判断することができる。

図39A および図39B は、信号処理回路4が出力する変位信号 V_{out} の第2の例を示し、変位信号 V_{out} は、基準パルス V_r のパルス幅3個分の幅を有する出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じた数のパルス信号とから構成される。ECU側では出力開始信号に続くパルス信号の数をカウンタで計数することによって、コア1とコイル2との相対位置を判断することができる。図40A および図40B は、信号処理回路4が出力する変位信号 V_{out} の第3の例を示し、変位信号 V_{out} は、位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成され、そのデューティ比のオン、オフ時間は基準パルス V_r のパルス数によって各々決められる。ECU側では周期とパルス幅とをタイマで計測することによって、コア1とコイル2との相対位置を判断することができる。

なお、必要ビット数のデジタル出力を確保すると変位検出装置—ECU間の配線数が増えてしまうが、上記の構成とすれば信号線は1本で済む。変位信号Voutは、位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されてもよい。また、信号線の数が問題にならなければ、変位信号Voutを位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号で構成してもよい。必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であるので、ECU側はリアルタイムに読出しを行うことができ、且つ処理を迅速に行うことができる。

(第8実施形態)

本実施形態の変位検出装置のコイルの断面構造、回路構成を、図41、図42に各々示す。なお、信号処理回路4a、4bの構成は第1、第3、第4実施形態のいずれかと同様である。

本実施形態の変位検出装置は、車載用に使用することを考慮して、フェールセーフシステムの思想に基づいてセンサのコイル部を2重にしたものである。変位検出装置は、中空のボビン15に各々巻回されて巻軸方向に対向して配置されたコイル2a、2bと、コイル2a、2bの巻軸方向Xに変位してボビン15の中空部分に貫入するコア1と、定電流Ida、Idbをコイル2a、2bに各々出力する定電流回路3と、定電流回路3が出力する定電流Ida及びコイル2aのインピーダンスZaにより決まるコイル2aの両端電圧のピーク値をコア1とコイル2aとの位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路4aと、定電流回路3が出力する定電流Idb及びコイル2bのインピーダンスZbにより決まるコイル2bの両端電圧のピーク値をコア1とコイル2bとの位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路4bとを備える。

本実施形態においては、2つのコイル2a、2bは構造部材(図示なし)に取り付けられた同一のコア1を共用すること、同一の定電流回路3が所定の周波数及び振幅の定電流Ida、Idbを2つのコイル2a、2bに各々出力することによって、コイル部の2重化に伴うコストアップを低減することができる。

また、定電流回路3、信号処理回路4a、4bの能動回路部をモノリシックICで構成すれば、IC部は最もコストの高い部品であるので、コイル部の2重化に伴うコストアップをさらに低減することができる。

以下、第1乃至第8実施形態の変位検出装置の具体的な使い方について説明する。まず、車載のアクセルペダル検出用ポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が30°程度と狭いので、同一平面内に同一曲率の湾曲ボビンを配置することができ、コイルのインピーダンスを相補的とすることができる。

- 5 また、車室内に配置されるため、動作上限温度はそれほど高くない。さらに、検出角度に対して、十分大きなストロークがあるため、コアの材質や形状にあまり工夫を施さなくても、ストローク中央部分の直線性のよい部分をも用いることができる。

- 次に、スロットルポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が90°
10 以上と大きく、且つ機械的ストロークも大きくする必要があるため、図34、35に示す湾曲ボビンの2段重ねか、あるいは図36、37に示すように、同一平面内の同一角度範囲に異なる曲率を有する湾曲ボビンを並べる構造が適している。また、検出角度に対する機械的ストロークの余裕が限られているため、コアとしてはSUS430等のコイルインピーダンスの直線性が得られやすい
15 材料を選択することが望ましい。スロットルポジションセンサはエンジンルーム内に配置されるため、高い動作上限温度が要求され、コアとして直線性が得られやすい材料を選択した上で、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にすることが望ましい。

- また、発電設備等のプラント用に用いるポジションセンサは、高温にさら
20 れるため、コア材料としては鉄クロムを用いた上、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にする工夫が望ましい。

- さらに、原動機付き自転車に用いる角度検出用のポジションセンサはコスト面からコイル部を1系統のみとしている場合があるが、一般に自動車に用い
25 られる角度検出用のポジションセンサは、システムとしての信頼性を確保するためにコイル部の2重化を図ってもよい。

産業上の利用可能性

- 上記したように、本発明の変位検出装置によれば、比較的シンプルな回路構
30 成でコアの変位に対するコイル部のインピーダンスの温度係数の変化を補償す

ることができ、定電流回路がIC等で構成され、回路上の定数設定を行い難い場合には特に有効である。また、コイル部の出力電圧から特徴値(V1)を抽出する特徴値抽出手段と、特徴値にレベルシフト電圧(Vsh)を加えるレベルシフト回路を含む構成を採用した場合は、レベルシフト回路によって比較的小さなレベルシフト値を特徴値に加算することによって本発明の目的を達成できるので、消費電流に制約がある場合に最適である。

したがって、上記のような効果を奏する本発明の変位検出装置は、自動車用のギアポジションセンサ、スロットルポジションセンサだけでなく、原動機付き自転車に用いる角度検出用のポジションセンサや発電設備等のプラント用ポジションセンサ等の広範な用途で利用が期待されるものである。

請求の範囲

1. 交流電流を含む定電流を出力する定電流供給手段と、前記定電流が供給されるコイル部と、所定の可動範囲内において前記コイル部に対して可動に保持される磁性体コアと、前記定電流のコイル部への供給下、コイル部の出力電圧の変化に基づいて前記コイル部に対するコアの変位を求める信号処理回路を含む変位検出装置であって、

前記定電流供給手段は前記交流電流に直流電流を重畳した定電流をコイル部に供給し、交流電圧成分と直流電圧成分の和でなる前記コイル部の出力電圧のピーク値の前記可動範囲における温度係数変動幅が、前記交流電圧成分の前記可動範囲における温度係数変動幅より小さいことを特徴とする変位検出装置。

2. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流の直流電流と交流電流の割合と、上記コイル部のインピーダンスの交流成分と直流成分の割合と、上記定電流の直流電流と交流電流の割合の温度特性と、上記コイル部のインピーダンスの交流成分と直流成分の割合の温度特性の少なくとも1つは、上記ピーク値の温度係数変動幅が上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

3. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記コイル部は所定の曲率を有する湾曲コイルを含み、上記コアは前記湾曲コイルと同じ曲率を有するとともに、回転軸の周りに回動可能であり、回転軸周りのコアの回動によりコアの前記コイル内への挿入量が増加する。

4. 請求項3に記載の変位検出装置において、

上記コイル部の出力電圧の直流電圧成分の温度係数は、上記湾曲コイル内へのコアの挿入量が最小の場合の上記コイル部の出力電圧の交流電圧成分の温度

係数より、上記湾曲コイル内へのコアの挿入量が最大の場合の上記コイル部の出力電圧の交流電圧成分の温度係数に近い。

5 5. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、前記電圧の直流電圧と交流電圧の割合は、上記ピーク値の温度係数変動幅が、上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

10

6. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、前記発信回路は前記直流電圧の値を決定する抵抗を有し、前記抵抗の値の温度係数は、上記ピーク値の温度係数変動幅が、上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

15

7. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流供給手段は、直流電圧を交流電圧に重畳した電圧を発生する発信回路と電圧電流変換回路とを含み、前記交流電圧の周波数の温度特性は、上記ピーク値の温度係数変動幅が、上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

20

25

8. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流供給手段は、直流定電流回路と交流定電流回路を含み、直流定電流回路の提供する直流電流の値の温度特性と、交流定電流回路の提供する交流電流の周波数の温度特性と、交流定電流回路の提供する交流電流の値の温度特

性の少なくとも一つは、上記ピーク値の温度係数変動幅が、上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

5 9. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記コイル部は、コイルと、前記コイルに直列接続に接続される、上記コアの変位にインピーダンスが変化しない回路素子を含み、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも一つは、上記ピーク値の温度係数変動幅が、上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

10

10. 請求項1に記載の変位検出装置において、

15 上記回路素子は、抵抗およびインダクタのいずれか一方である。

11. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記定電流供給手段は、直流電流の大きさ、交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、前記抵抗の値は、前記デジタルトリミング手段によって、上記ピーク値の温度係数変動幅が上記交流電圧成分の温度係数変動幅より小さくなるように決定される。

20

25

12. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記信号処理回路は、整流回路、および前記整流回路の出力をピークホールドする回路を含む。

30

1 3. 請求項 1 に記載の変位検出装置において、

上記信号処理回路は上記コイル部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、前記増幅器の出力に基づいて上記コイル部に対する上記コアの位置情報を示す変位信号を出力する。

5

1 4. 請求項 5 に記載の変位検出装置において、

上記発振回路が発生する交流電圧は、三角波である。

10

1 5. 請求項 3 に記載の変位検出装置において、

上記コイル部は、所定の曲率を有する湾曲コイルを有し、前記湾曲コイルは、湾曲コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングに固定される。

15

1 6. 請求項 1 に記載の変検出装置において、

上記コアは、同じ曲率を有するとともに、単一の回転軸の周りに回動可能に保持される複数の湾曲コアであり、前記コイル部は、前記湾曲コアと同じ曲率を有し、前記回転軸の軸方向に互いから離して配置される複数のコイルを含み、
20 しかるに、前記回転軸周りの各コアの回動によって各コアの前記コイル内への挿入量が変化する。

1 7. 請求項 1 に記載の変検出装置において、

25

上記コイルは、異なる曲率を有し、互いに略並行に湾曲するように配置される一対の内側コイルと外側コイルであり、上記コアは、前記内側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに回転軸周りに回動可能に保持される第 1 コアと、前記外側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに前記回転軸周りに回動可能に保持される第 2 コアを有し、しかるに、前記回転軸周りの第 1 コアの回動によって第

1 コアの前記内側コイル内への挿入量が増加し、前記回転軸周りの第2コアの回転によって第2コアの前記外側コイル内への挿入量が増加する。

5 18. 請求項1に記載の変位検出装置において、

上記信号処理回路は、上記コイル部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを有する信号補正回路を含む。

10

19. 交流電流を含む定電流を出力する定電流供給手段と、前記定電流が供給されるコイル部と、所定の可動範囲内において前記コイル部に対して可動に保持される磁性体コアと、前記定電流のコイル部への供給下、コイル部の出力電圧の変化に基づいて前記コイル部に対するコアの変位を求める信号処理回路を含む変位検出装置であって、

15

前記変位検出装置はさらに、前記コイル部の出力電圧から特徴値を抽出する特徴値抽出手段と、前記特徴値にレベルシフト電圧を加えるレベルシフト回路を含み、前記特徴値とレベルシフト電圧の和の前記可動範囲における温度係数変動幅が、前記特徴値の前記可動範囲における温度係数変動幅より小さいことを特徴とする変位検出装置。

20

20. 請求項19に記載の変位検出装置は、上記レベルシフト電圧の大きさと温度係数の少なくとも一方を調整する手段を含む。

25

21. 請求項19に記載の変位検出装置において、

上記信号処理回路は、上記特徴値抽出手段としてのピークホールド回路と、前記ピークホールド回路とレベルシフト回路との間に配置され、上記特徴値を

デジタル信号に変換するA/D変換回路と、レベルシフト回路の出力に対して温度補償を実行する温度補償回路とを含む。

5 22. 請求項19に記載の変位検出装置において、

上記特徴値は、上記コイル部の出力電圧のピーク値、上記コイル部の出力電圧のボトム値、および上記コイル部の出力電圧の振幅に比例する値のいずれかである。

10

23. 請求項19に記載の変位検出装置において、

コイル部はある曲率で湾曲するコイルを含み、上記コアは前記コイルと同じ曲率で湾曲するするとともに、回転軸の周りに回転可能であり、回転軸周りにコアを回転させることによりコアの前記コイル内への挿入量が変わる。

15

24. 請求項19に記載の変位検出装置において、

上記コイル部は、所定の曲率を有する湾曲コイルを有し、前記湾曲コイルは、湾曲コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングに固定される。

20

25. 請求項19に記載の変位検出装置において、

上記コアは、同じ曲率を有するとともに、単一の回転軸の周りに回転可能に保持される複数の湾曲コアであり、前記コイル部は、前記湾曲コアと同じ曲率
25 を有し、前記回転軸の軸方向に互いから離して配置される複数のコイルを含み、しかるに、前記回転軸周りの各コアの回転によって各コアの前記コイル内への挿入量が変わる。

30 26. 請求項19に記載の変位検出装置において、

- 上記コイルは、異なる曲率を有し、互いに略並行に湾曲するように配置される一対の内側コイルと外側コイルであり、上記コアは、前記内側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに回転軸周りに回転可能に保持される第1コアと、前記外側コイルと同じ曲率で湾曲するとともに前記回転軸周りに回転可能に保持される第2コアを有し、しかるに、前記回転軸周りの第1コアの回転によって第1コアの前記内側コイル内への挿入量が増加し、前記回転軸周りの第2コアの回転によって第2コアの前記外側コイル内への挿入量が増加する。
- 5

- 10 27. 請求項19に記載の変検出装置において、

上記信号処理回路は、上記コイル部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを有する信号補正回路を含む。

1/18

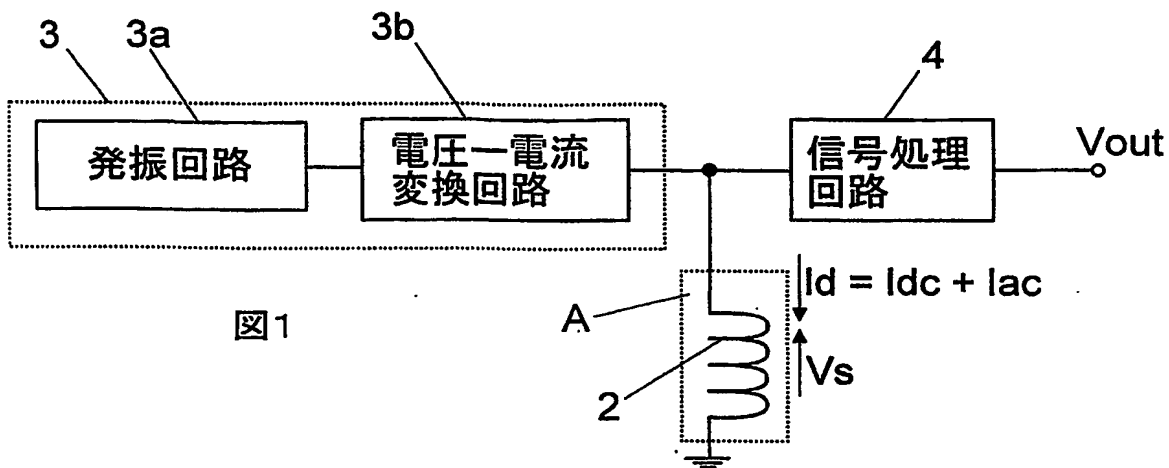


图1

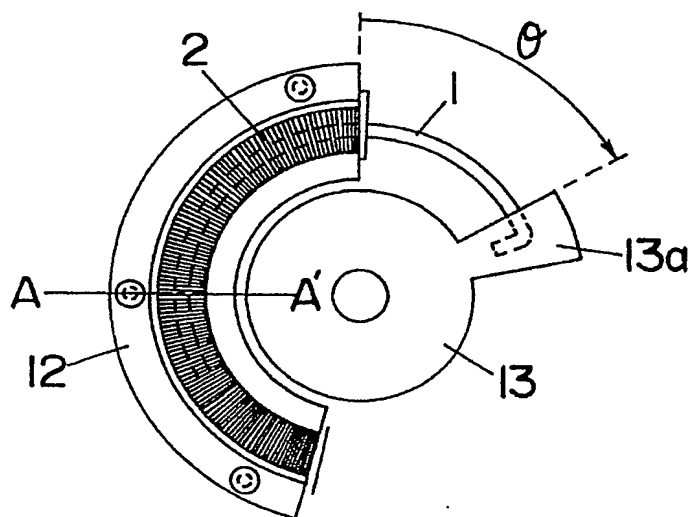


图2

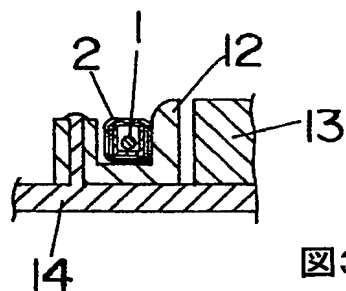


图3

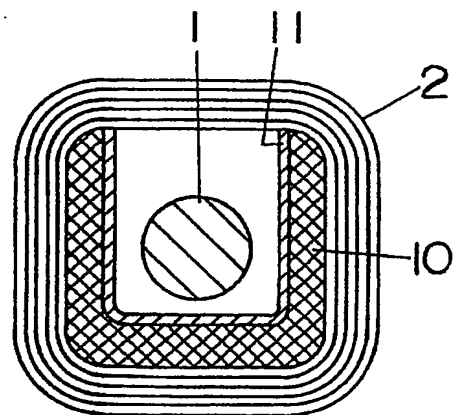


图4

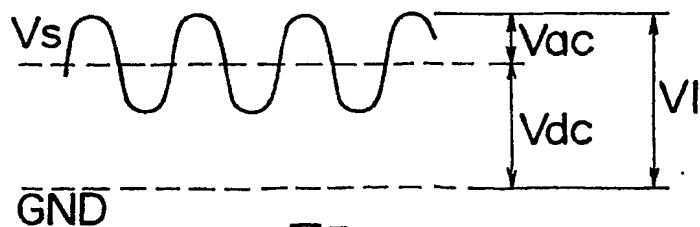


图5

2/18

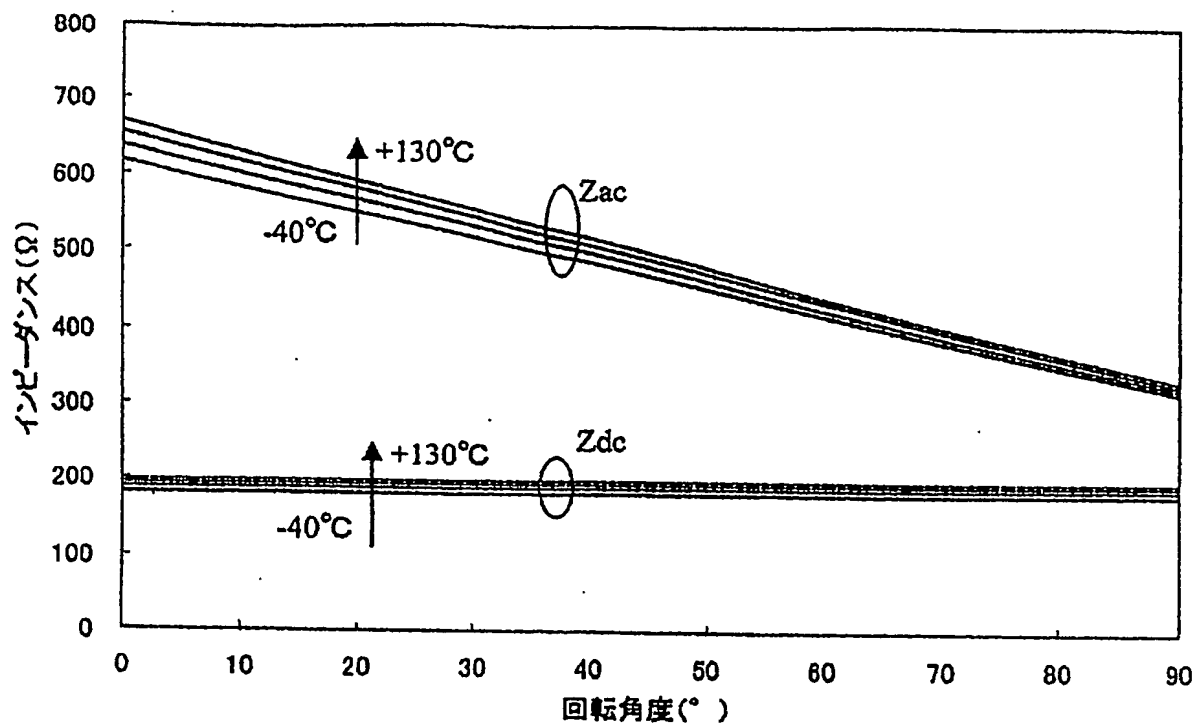


図6

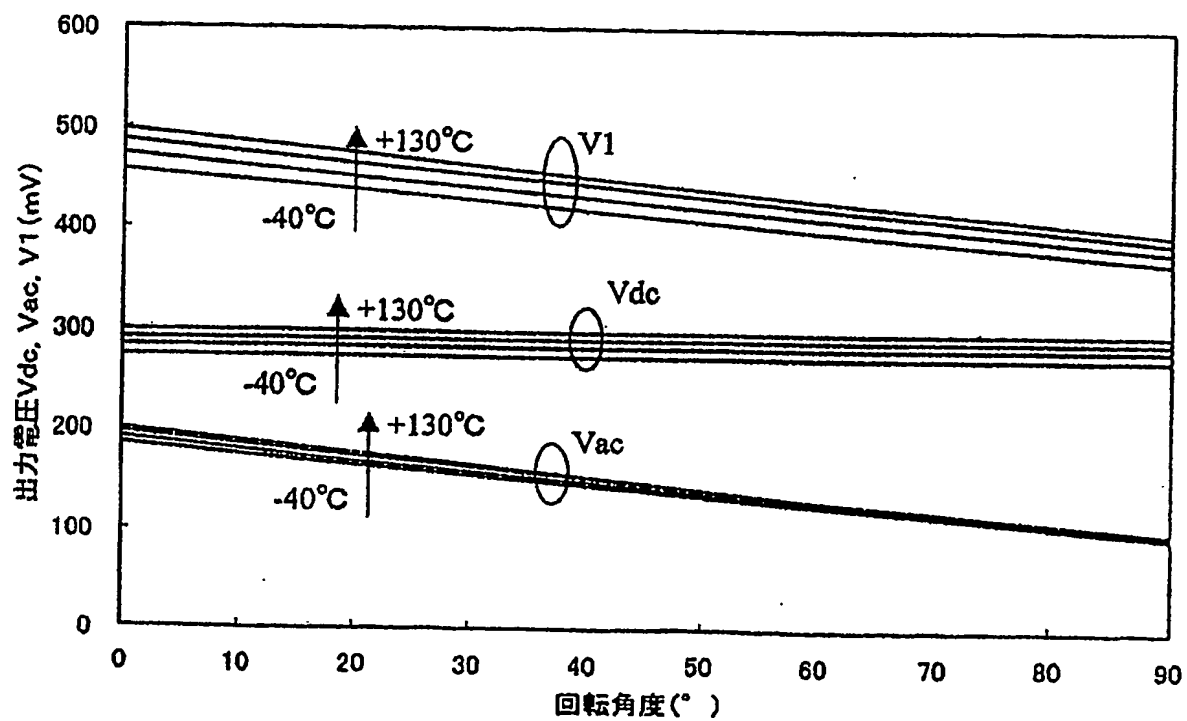


図7

3/18

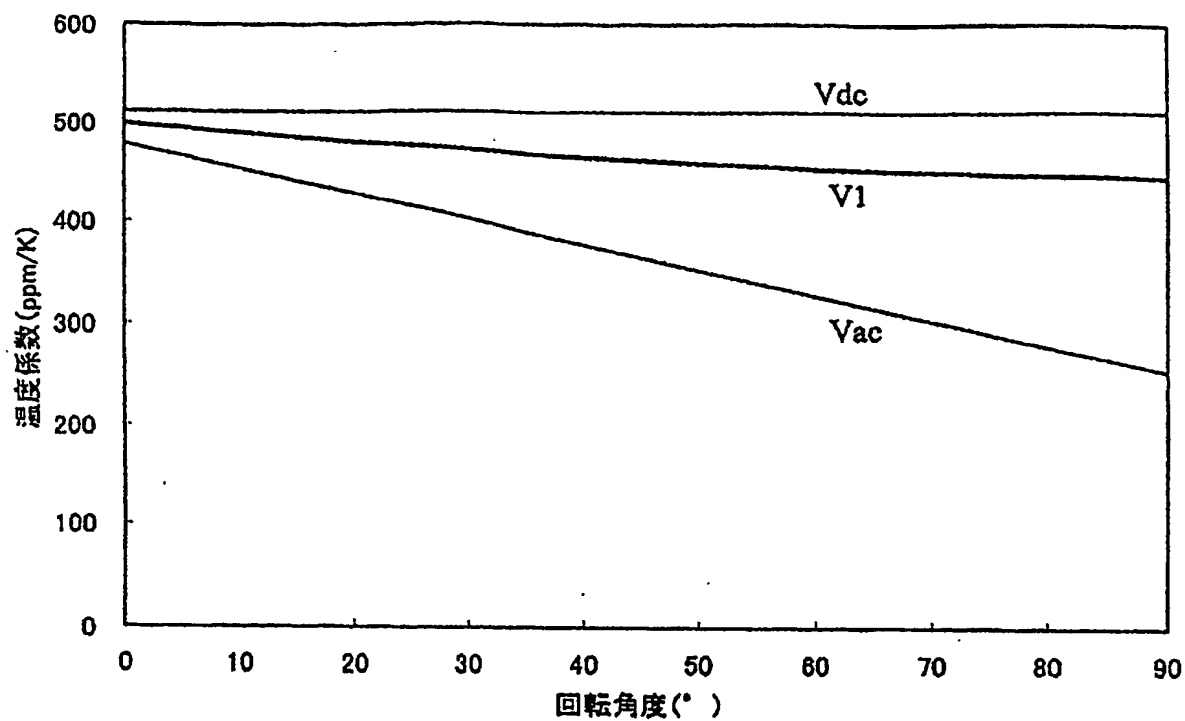


図8

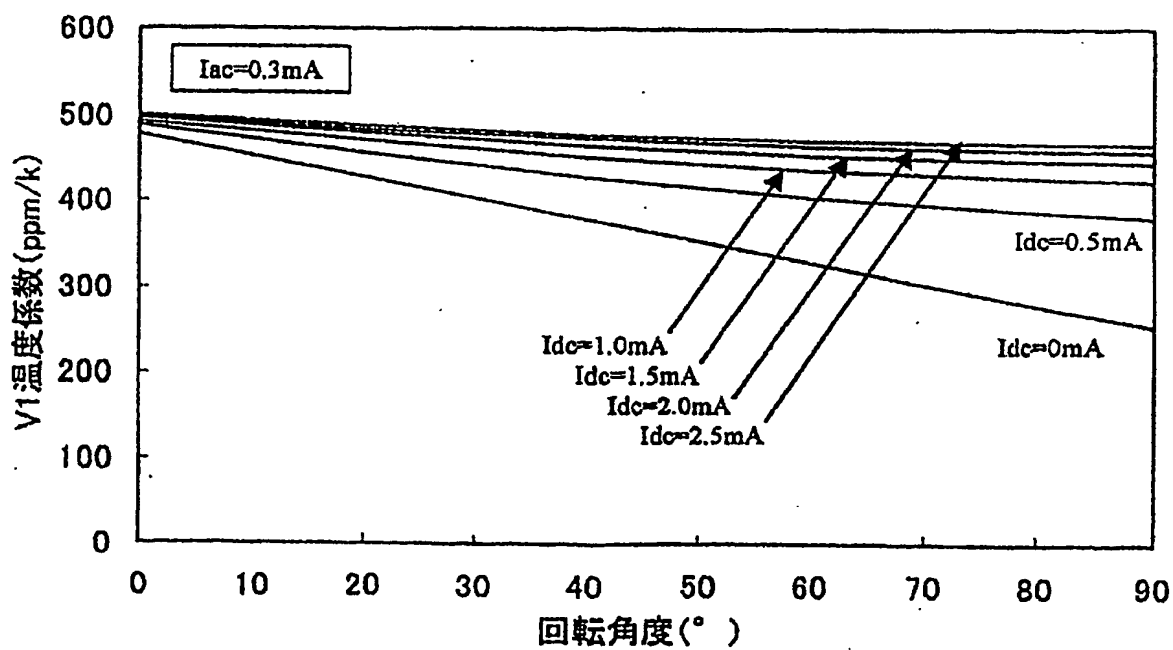


図9

4/18

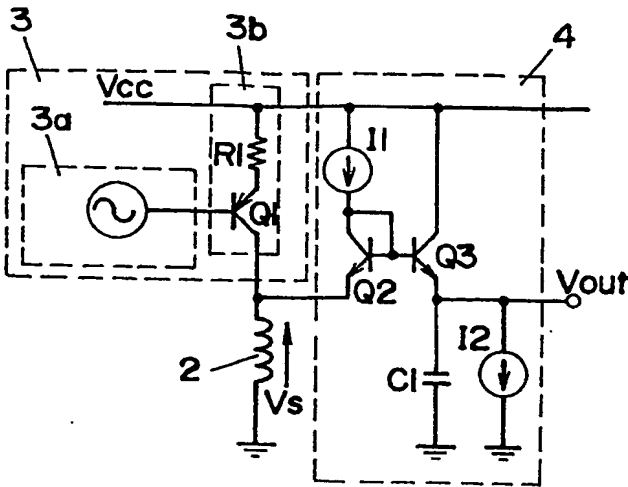


図10

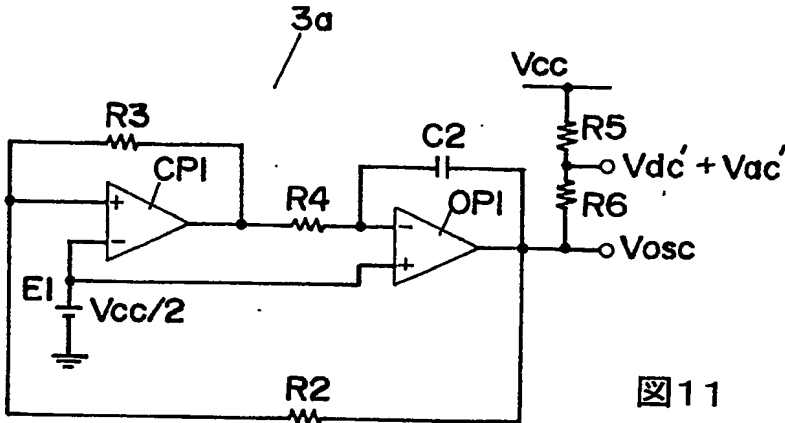


図11

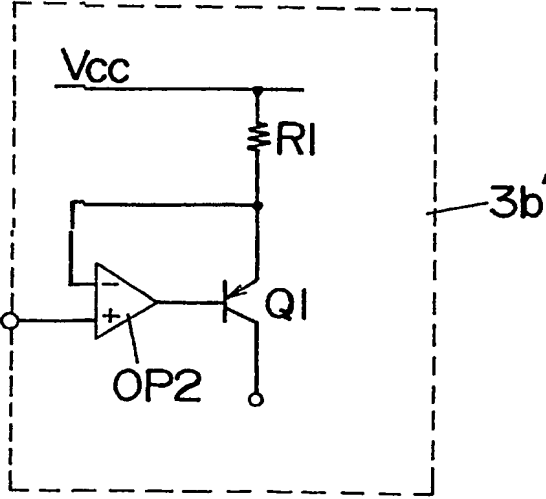


図12

5/18

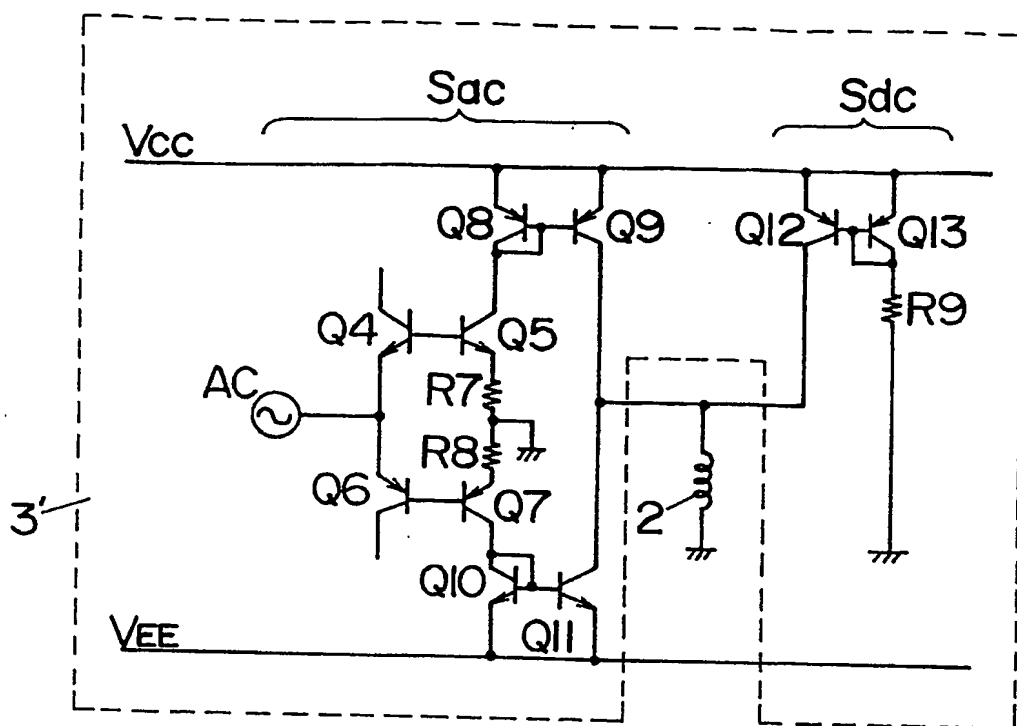


图13

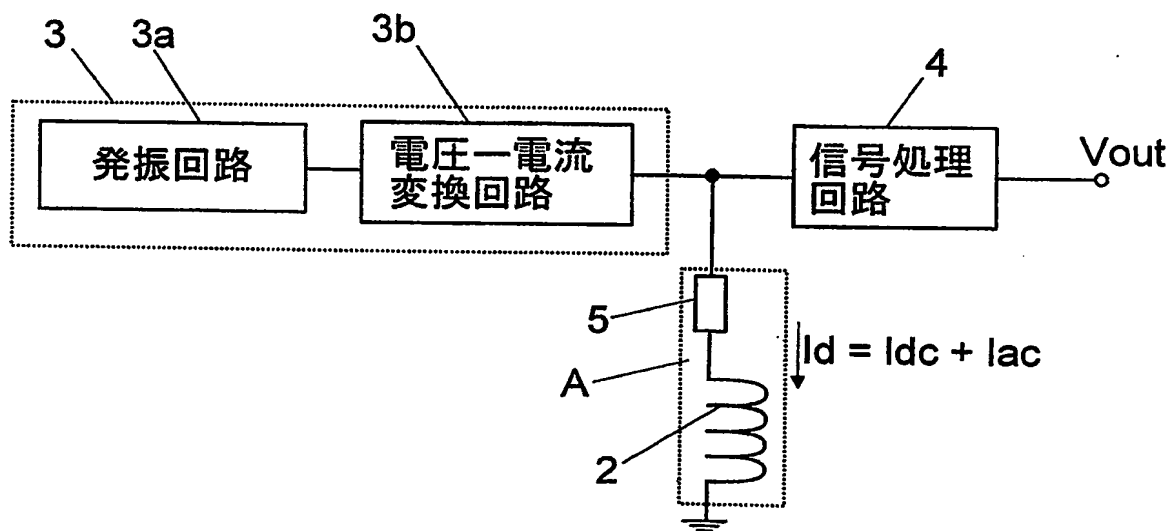


图14

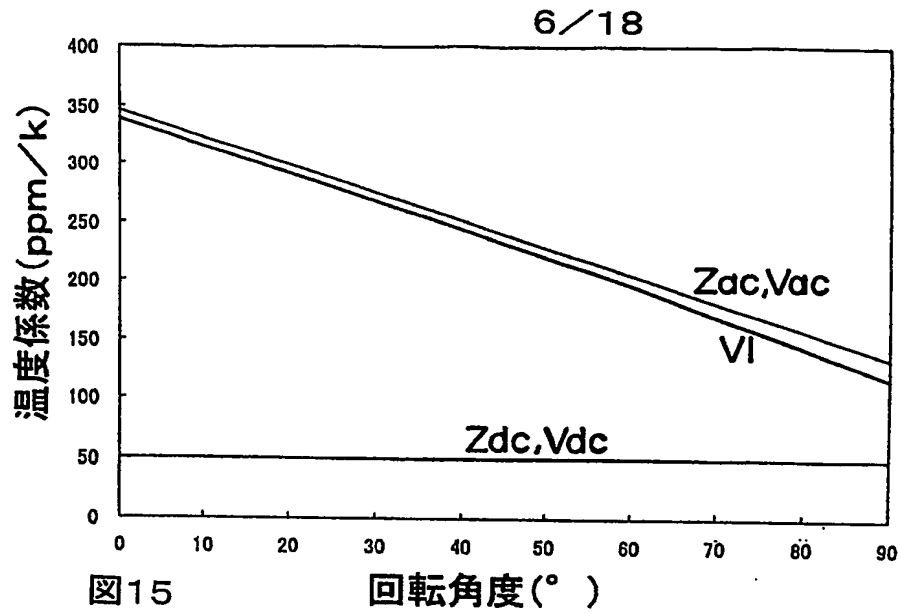


図15

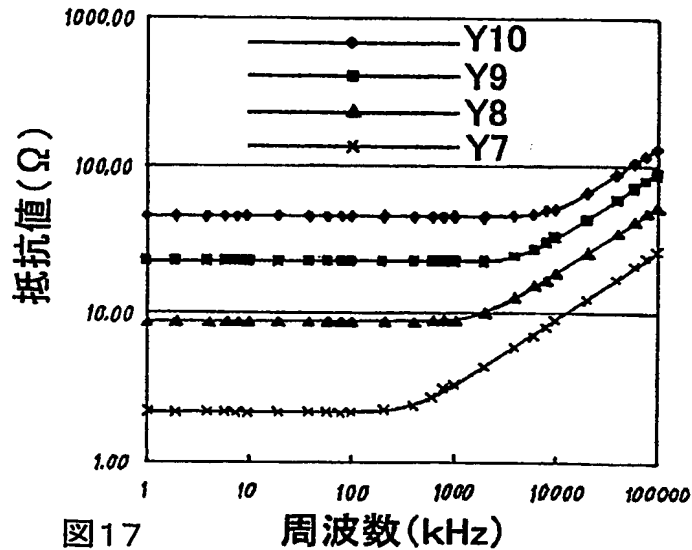


図17

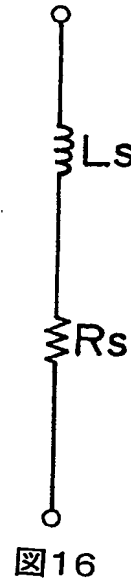


図16

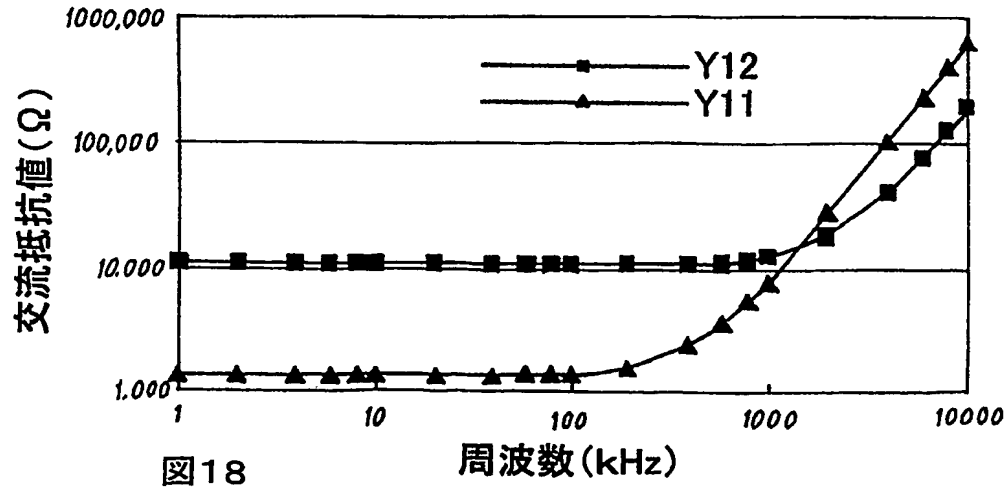


図18

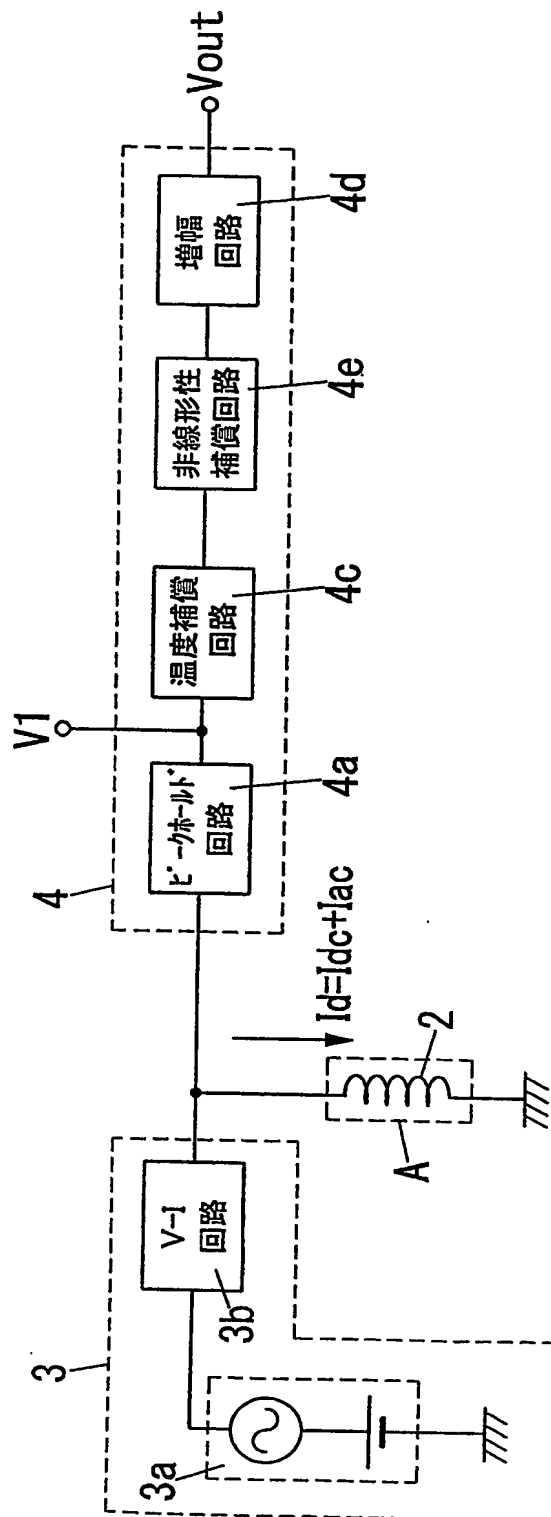


図19

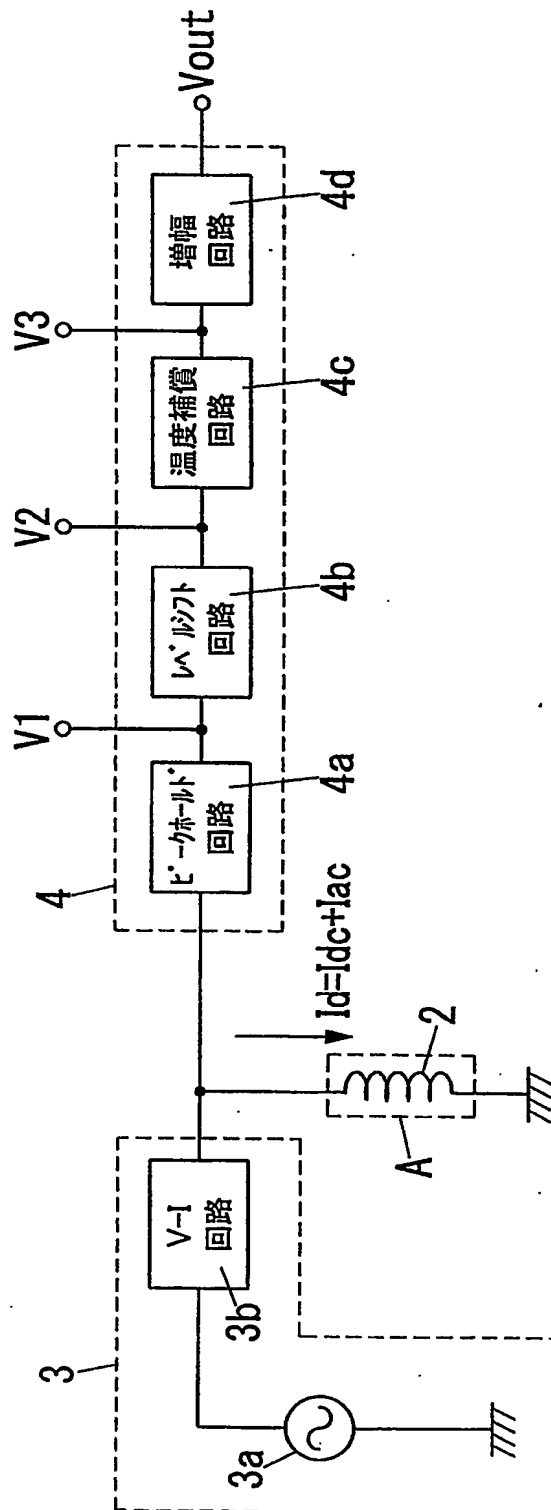


図20

9/18

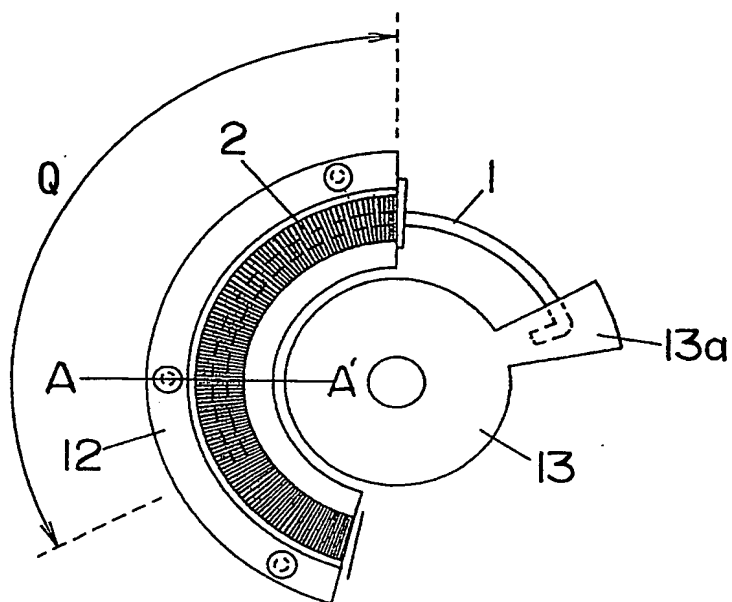


図21

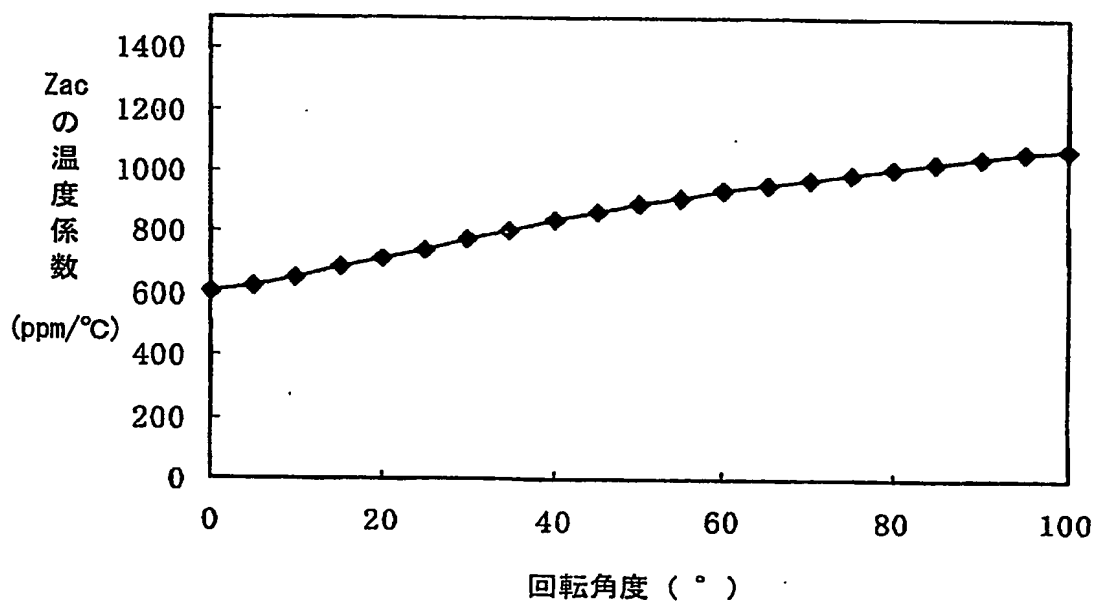


図22

10/18

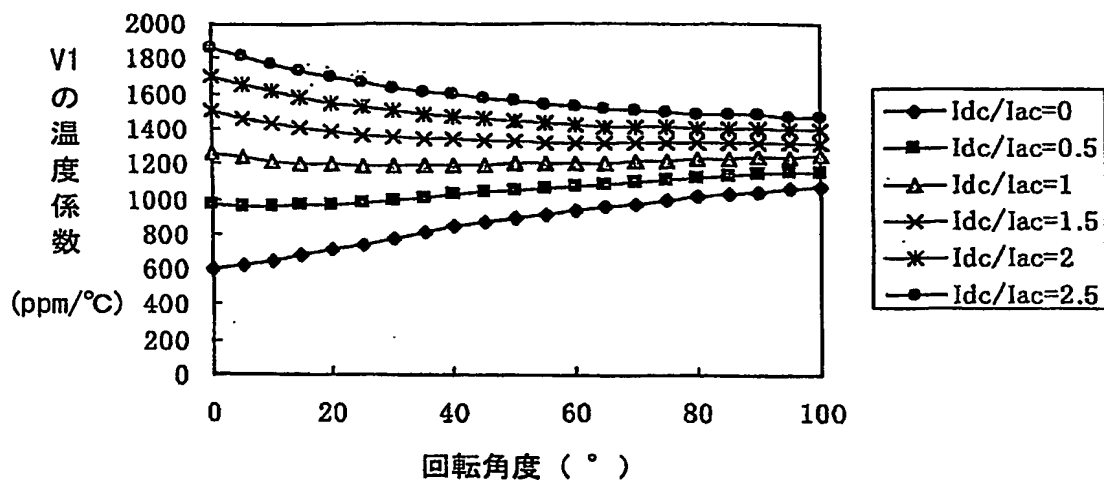


図23

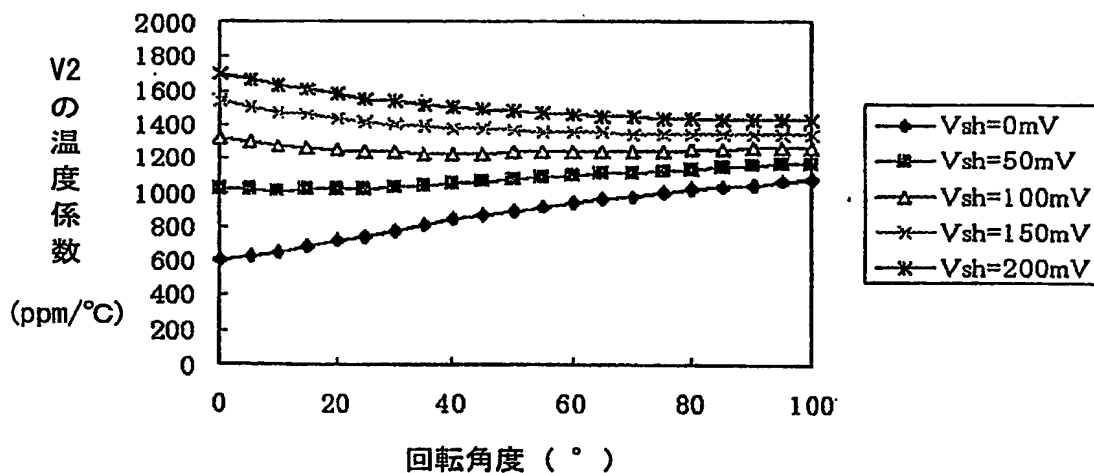


図24

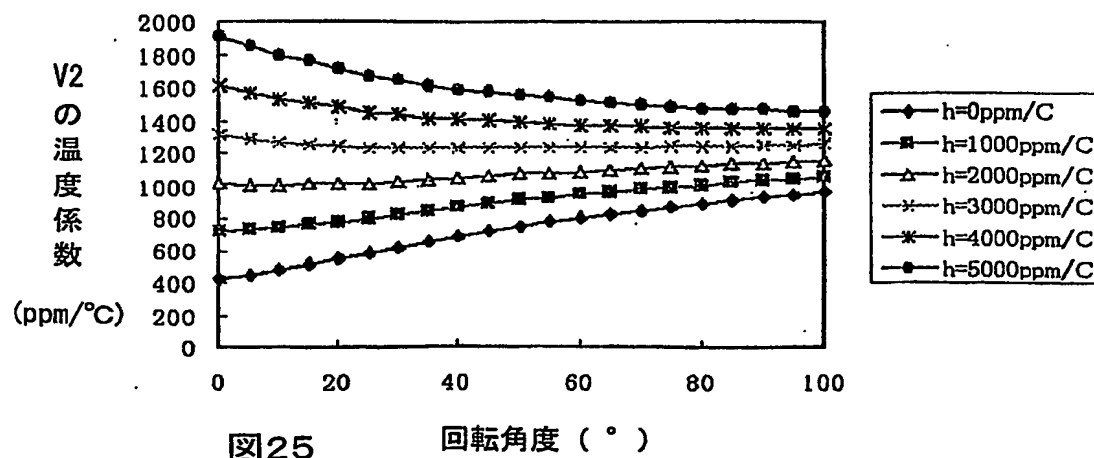


図25

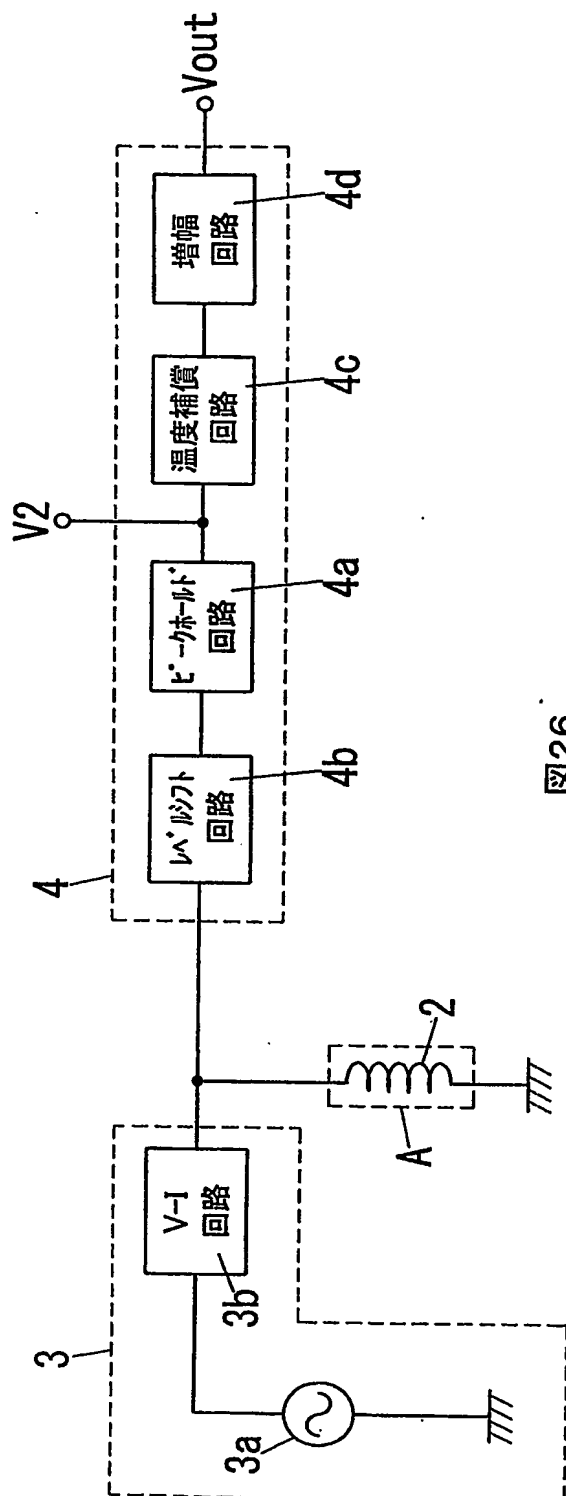


図26

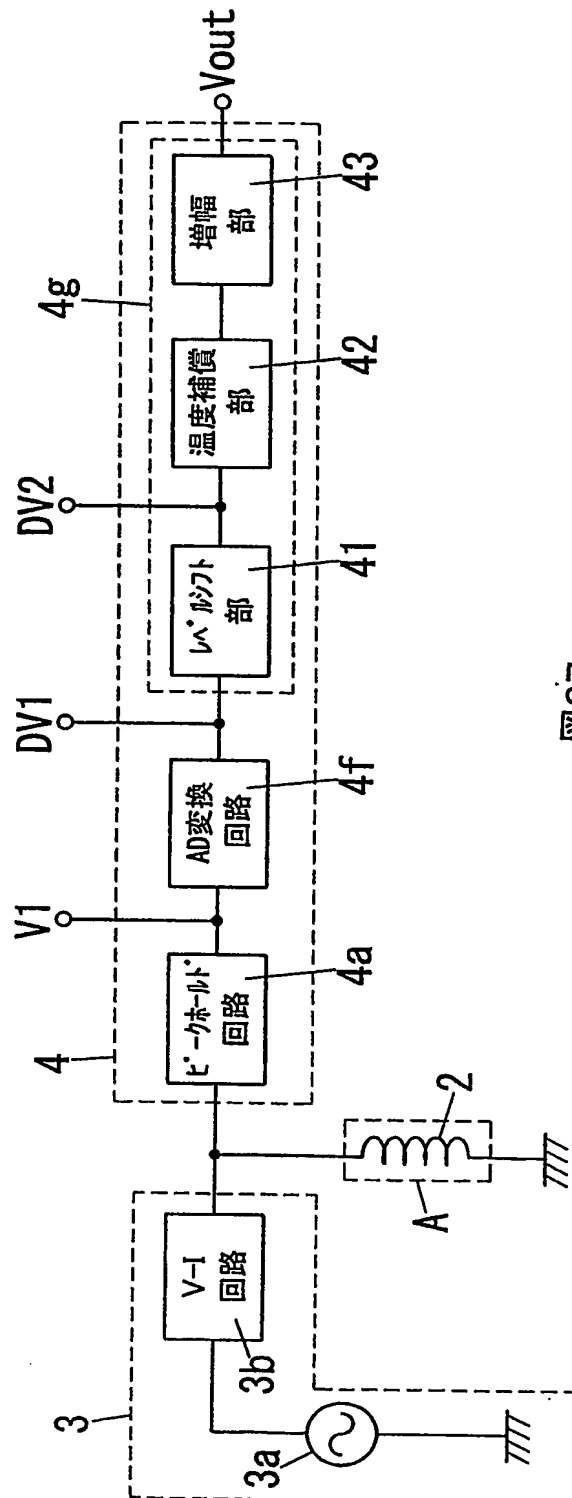
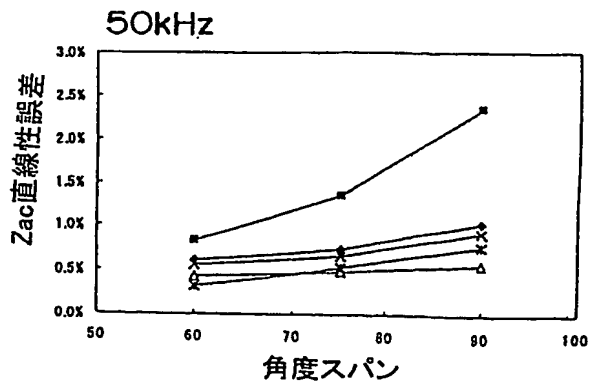
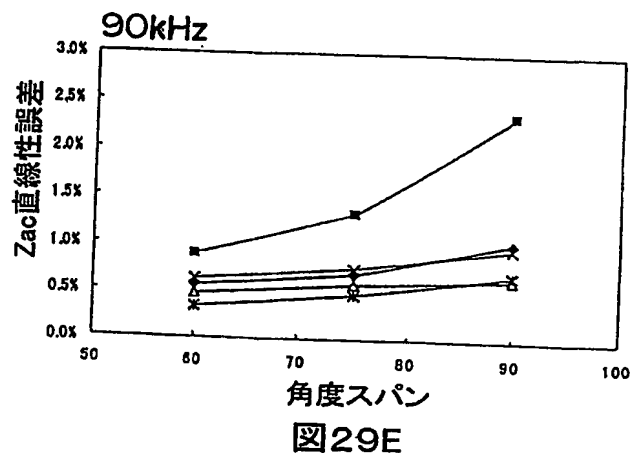
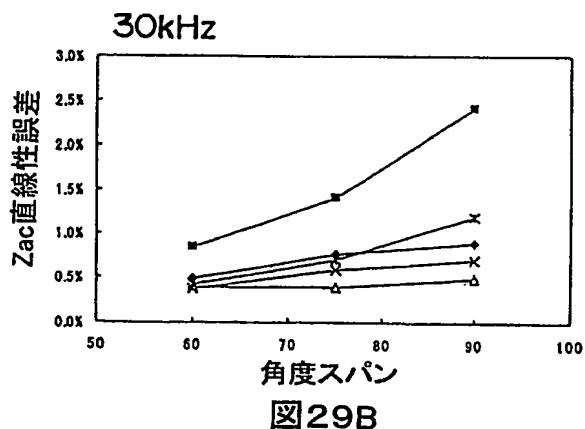
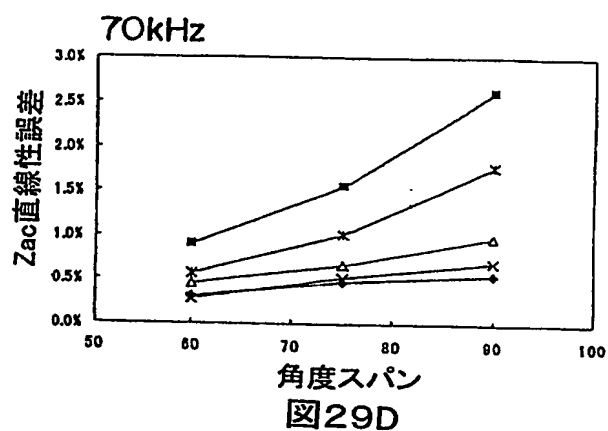
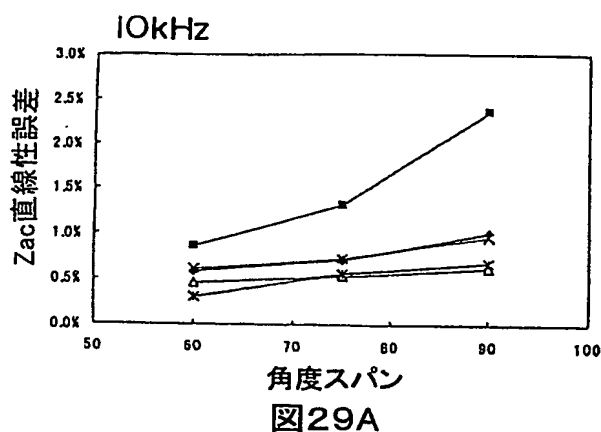


图 27

13/18

材質名	抵抗率 ($\mu\Omega\cdot m$)
電磁軟鉄(SUY-0)	0.1
パーマロイ(PC)	0.6
電磁ステンレス	0.6
SUS430	0.6
鉄クロム(FCH2)	1.2

図28



—◆— 電磁軟鉄
 —■— パーマロイ
 —△— SUS430
 —×— 電磁ステンレス
 —*— 鉄クロム

14/18

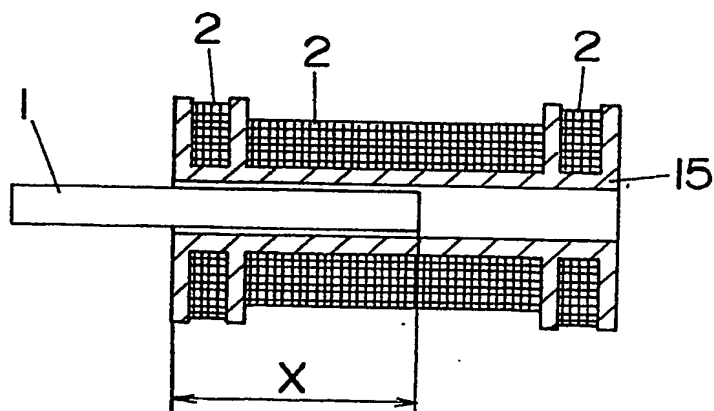
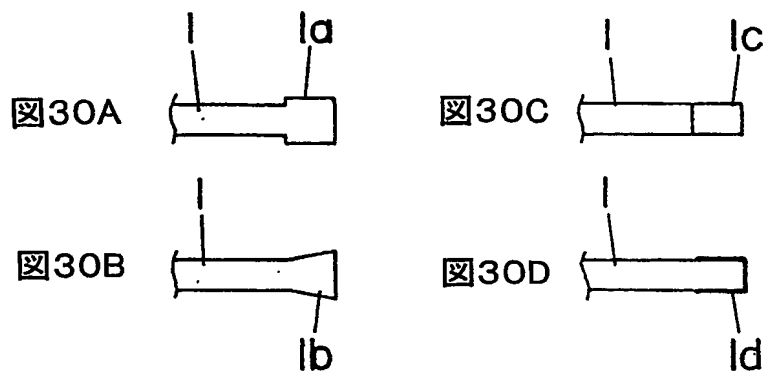
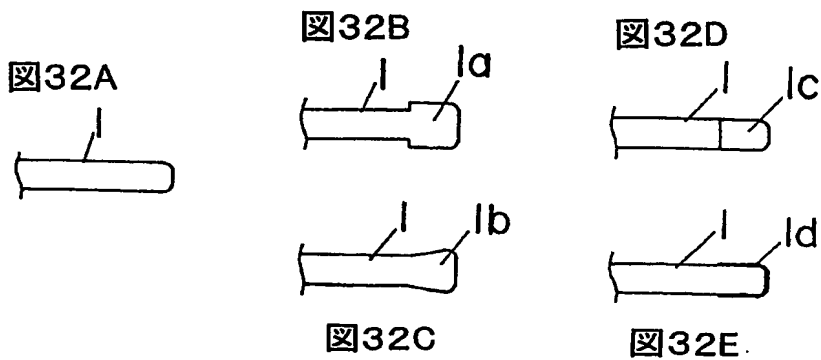


図31



15/18

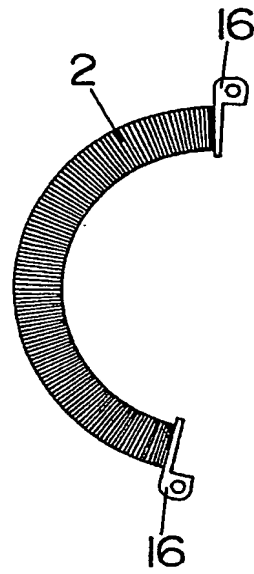


図33

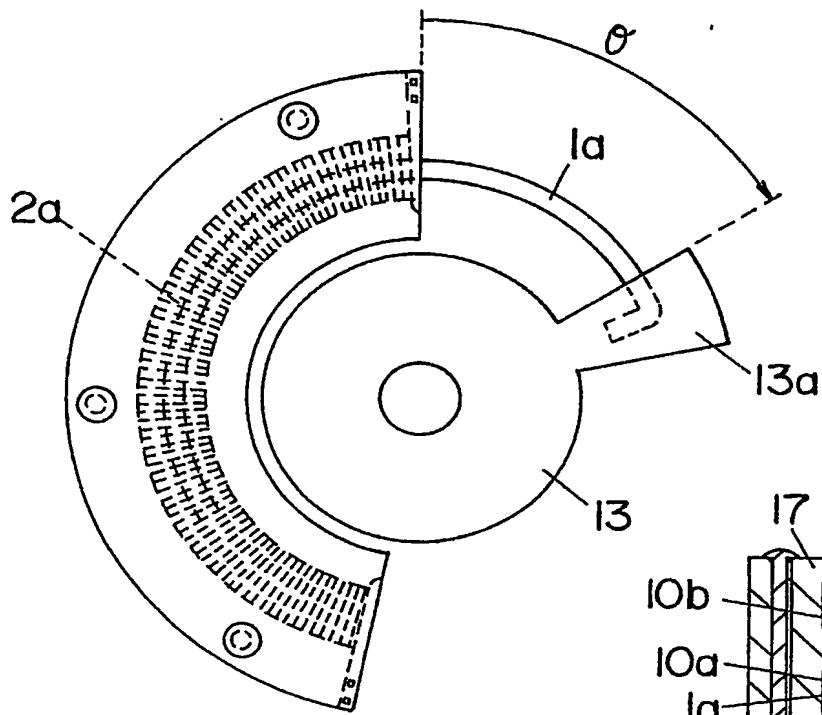


図34

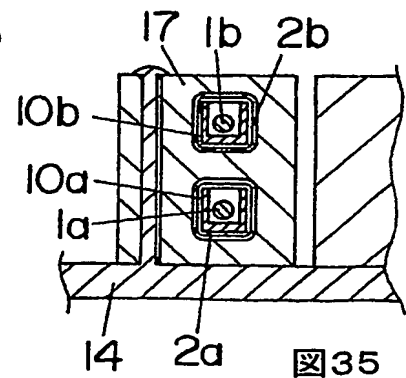


図35

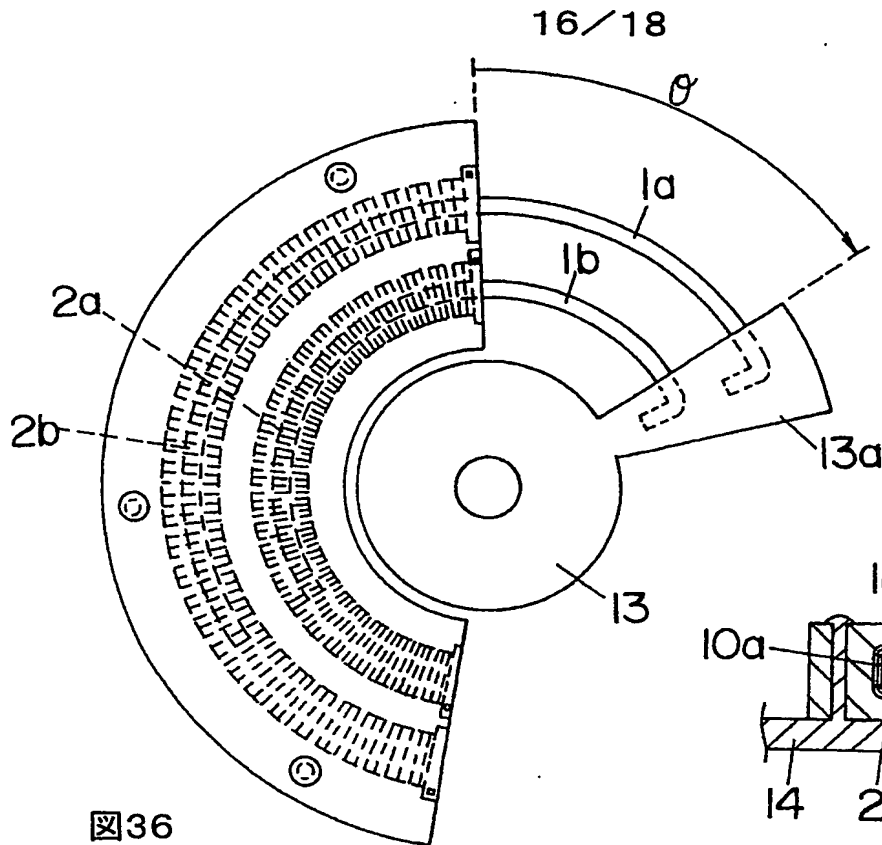


図36

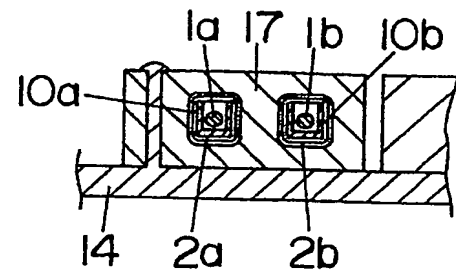
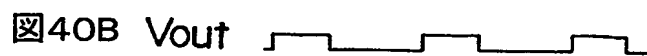
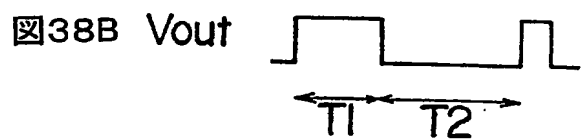
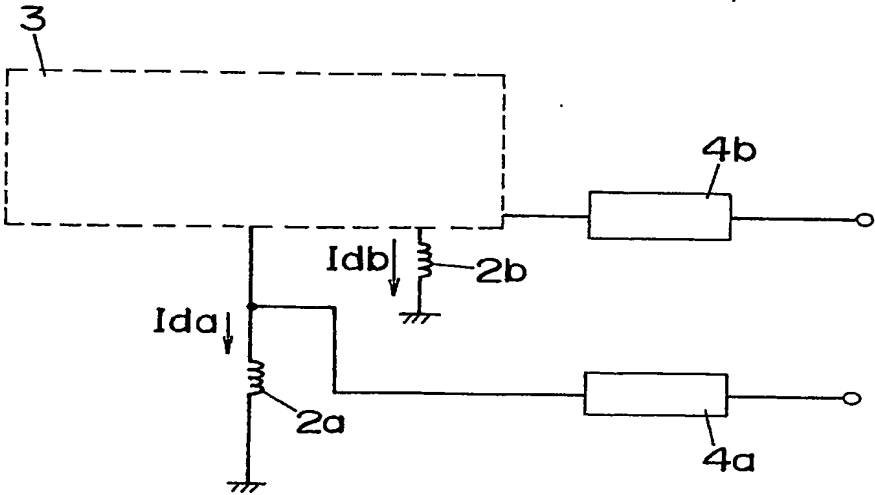
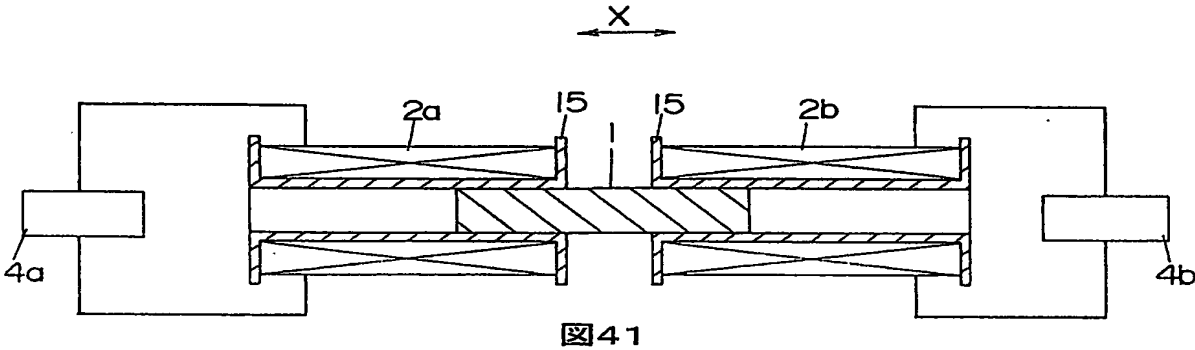


図37



17/18



18/18

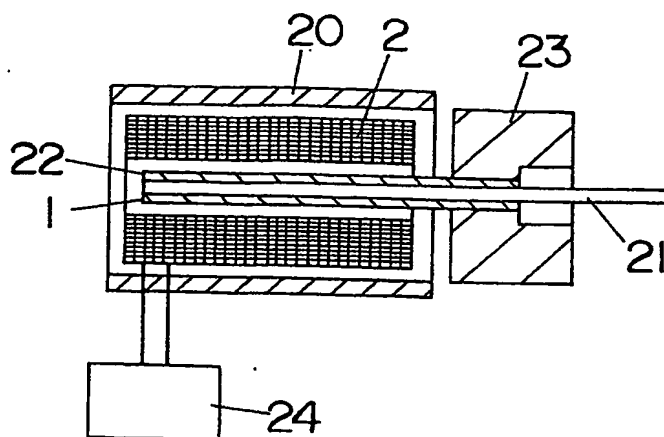


図43

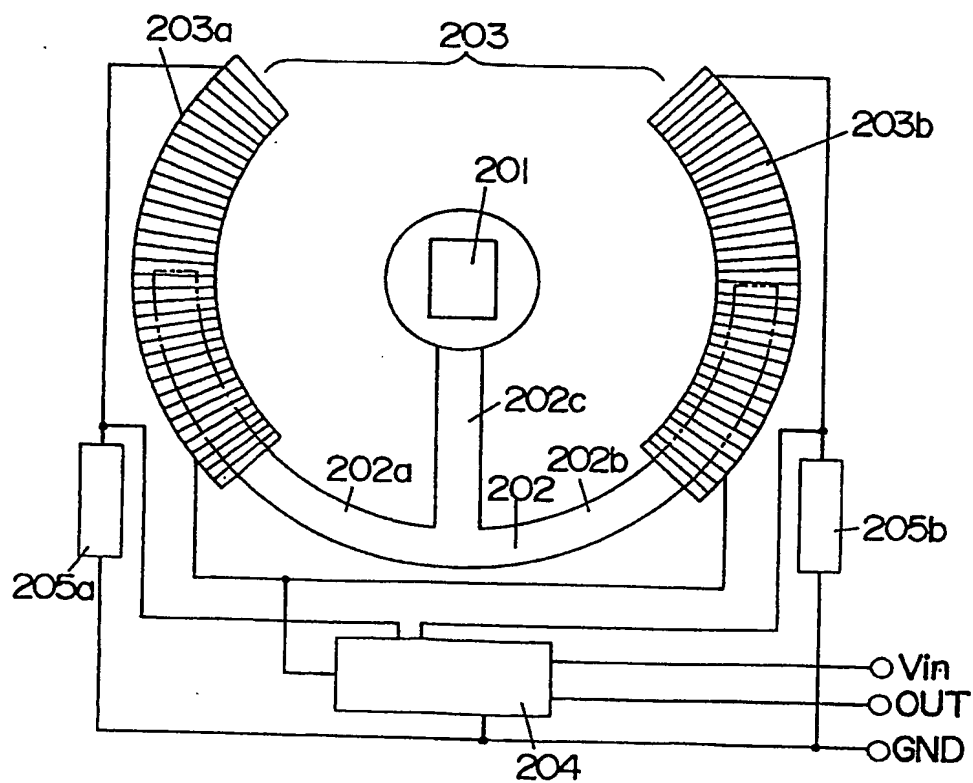


図44

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/005830

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ G01D5/20

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ G01D5/20Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-83764 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 19 March, 2003 (19.03.03), Full text; all drawings & WO 3002947 A & EP 1314964 A & US 2003-173952 A	1-27
A	JP 9-33202 A (Santest Co., Ltd.), 07 February, 1997 (07.02.97), Full text; all drawings (Family: none)	1-27
A	JP 2-38903 A (Vibro-Meter S.A.), 08 February, 1990 (08.02.90), Full text; all drawings & EP 348701 A & US 5043661 A & CH 676147 A	1-27

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
31 August, 2004 (31.08.04)Date of mailing of the international search report
21 September, 2004 (21.09.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/005830

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 8-271204 A (Tokyo Seimitsu Co., Ltd.), 18 October, 1996 (18.10.96), Full text; all drawings (Family: none)	1-27
A	US 5107211 A (Mitchell Rose), 21 April, 1992 (21.04.92), Full text; all drawings (Family: none)	1-27
A	JP 4-306890 A (Data Instruments, Inc.), 29 October, 1992 (29.10.92), Full text; all drawings & US 5115193 A	1-27

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G01D5/20

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G01D5/20

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2004年

日本国登録実用新案公報 1994-2004年

日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2003-83764 A (松下電工株式会社) 2003.03.19、全文、全図&WO 3002947 A&EP 1314964 A&US 2003-173952 A	1-27
A	JP 9-33202 A (サンテスト株式会社) 1997.02.07、全文、全図 (ファミリーなし)	1-27
A	JP 2-38903 A (ヴィブローメテル・ソシエテ・アノニム) 1990.02.08、全文、全図&EP 348701 A&US 5043661 A&CH 676147 A	1-27

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

31.08.2004

国際調査報告の発送日

21.9.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

井上 昌宏

2F

9504

電話番号 03-3581-1101 内線 3216

C (続き). 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 8-271204 A (株式会社東京精密) 1996. 1 0. 18、全文、全図 (ファミリーなし)	1-27
A	US 5107211 A (Mitchell Rose) 1992. 04. 2 1、全文、全図 (ファミリーなし)	1-27
A	JP 4-306890 A (データ インストルメンツ インコ ーポレイテッド) 1992. 10. 29、全文、全図& US 5115193 A	1-27